



Universidad
Carlos III de Madrid

Departamento de Tecnología Electrónica

Grado en Tecnologías Industriales

TRABAJO FIN DE GRADO

Desarrollo del sistema de control de convertidores de potencia conmutados CA/CC con corrección del factor de potencia, para Plataforma para prácticas de Electrónica de Potencia

Autor: Mario Plaza Díaz

Tutor: Pablo Zumel Vaquero

Agradecimientos...

A toda mi familia, María del Carmen y Félix, mis padres, y a Patricia, mi hermana...por todo el cariño, apoyo y confianza que han depositado sobre mí durante todo este tiempo.

A mis compañeros de clase, Carlos, Pablo, Adrián, Miguel y Gonzalo, que compartían temática de proyecto y me han motivado siempre que me he encontrado atascado en algún momento.

Por último a mi tutor, Pablo, por resolver todas mis dudas siempre que han surgido y por su paciencia infinita.

Sin vosotros no habría sido posible.

1 Índice de Contenidos

1.....	4
2 Índice de Contenidos	4
3 Índice de Ilustraciones:.....	7
4 Índice de Tablas:.....	11
5 Introducción	12
1 Ámbito del proyecto.....	12
2 Estado del arte	14
3 Necesidad de control.....	17
4 Tipos de lazos de control.....	18
1 Lazo abierto	18
2 Lazo cerrado.....	19
5 Tipos de convertidores y alternativas de diseño	19
6 Objetivos y alcance del proyecto	22
7 Motivaciones del proyecto.....	22
8 Marco regulador.....	23
6 Estudio del convertidor Flyback para corrección del factor de potencia	24
1 Algunas nociones previas	24
1 Valor medio.....	24
2 Valor eficaz.....	25
3 Factor de potencia	25
4 Distorsión armónica	26
5 Régimen permanente	27
6 Modo de conducción	29
2 Caracterización de la planta	30
1 Cálculo analítico	30
2 Respuesta en frecuencia	30
3 Estudio en régimen permanente del convertidor Flyback para CC/CC.	32
1 Cálculo analítico en MCC	33
2 Cálculo analítico en MCD	38
3 Comparativa entre valores analíticos y simulados en PSIM para MCC.....	42
4 Comparativa entre valores analíticos y simulados en PSIM para MCD.	43
5 Circuito equivalente para MCC	45
6 Circuito equivalente para MCD.....	47
7 Estudio del convertidor con pérdidas en MCC.....	49

8	Estudio del convertidor con pérdidas en MCD	52
9	Comprobación mediante simulación en PSIM	55
4	Estudio en régimen permanente del convertidor Flyback operando en MCD con ciclo de trabajo fijo para CA/CC	61
1	Cálculo analítico	61
2	Comprobación mediante simulación en PSIM	67
3	Estudio del convertidor con pérdidas	69
4	Comparativa entre valores analíticos y simulados con pérdidas CA/CC MCD	69
7	Modelado dinámico del convertidor	72
1	Estudio teórico en pequeña señal a partir del circuito equivalente en régimen permanente y obtención de las funciones de transferencia.	72
1	Función de transferencia y circuito equivalente con perturbaciones para MCC.....	72
2	Función de transferencia y circuito equivalente con perturbaciones para MCD.....	78
2	Cálculo de los reguladores para el funcionamiento en lazo cerrado.	81
1	Tipos de reguladores:.....	81
2	Herramienta Sisotool de Matlab:.....	83
3	Herramienta SmartCtrl:	89
3	Comprobación mediante simulación en PSIM	92
1	Herramienta ACsweep	92
2	Comparativa de las señales de salida para convertidor controlado y sin controlar	94
8	Diseño y montaje del prototipo del convertidor Flyback CA/CC.	97
1	Selección de componentes del laboratorio.....	97
1	Selección del MOSFET	98
2	Diodo.....	98
3	Driver	99
4	Búffer	100
5	Condensador	101
6	Puente rectificador	101
7	Cargas aplicadas	102
2	Diseño y montaje del transformador mediante PExprt	102
9	Programación del microcontrolador EKT4C1294XL	110
1	Características de la tarjeta microcontroladora EKT4C1294XL.....	110
2	Programación del microcontrolador.	110
3	Discretización de la función de transferencia del regulador e implementación del código.	111
10	Validación del Sistema.....	113
1	Validación experimental del análisis estático del convertidor: Lazo abierto.	113
2	Validación experimental del análisis dinámico del convertidor: Lazo cerrado.	117
11	Ejemplos de aplicaciones	119

12	Presupuesto y marco socio-económico	120
1	Coste del material	120
2	Coste de desarrollo	121
3	Presupuesto total del proyecto	121
4	Marco socio-económico	121
13	Conclusiones, posibles mejoras y trabajos futuros.	122
1	Conclusiones.....	122
2	Posibles mejoras y trabajos futuros.	123
14	ANEXO 1: Planificación del proyecto.....	124
15	ANEXO 2: Datos Experimentales.	126
16	ANEXO 3: Manual de prácticas de Laboratorio.	127
17	ANEXO 4: Código de la tarjeta microcontroladora.....	140
18	Bibliografía	148
1	Referencias:.....	148
2	Vídeos de interés:.....	149

2 Índice de Ilustraciones:

Ilustración 1 Esquema de un convertidor Flyback CA/CC con lazo cerrado	13
Ilustración 2 Planteamiento del proyecto	13
Ilustración 3 Esquema ejemplo de utilización del controlador UCC28704.....	14
Ilustración 4 Esquema ejemplo de utilización del microcontrolador PIC16F176X	16
Ilustración 5 Diagrama de bloques de un sistema de control en lazo cerrado	17
Ilustración 6 Ejemplo de modulación por ancho de pulso (PWM)	17
Ilustración 7 Forma de onda y ancho de pulso del interruptor	18
Ilustración 8 Diagrama de bloques de un sistema en lazo abierto	18
Ilustración 9 Diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado	19
Ilustración 10 Reductor (Buck)	19
Ilustración 11 Elevador (Boost)	20
Ilustración 12 Reductor-elevador (Buck-Boost)	20
Ilustración 13 Convertidor Flyback.....	20
Ilustración 14 Convertidor Forward	21
Ilustración 15 Expresión del valor medio de una señal	24
Ilustración 16 Valores tomados por el valor medio	24
Ilustración 17 Expresión del valor eficaz de una señal	25
Ilustración 18 Relación entre el valor eficaz y la potencia asociada a la onda	25
Ilustración 19 Expresión matemática del factor de potencia.....	26
Ilustración 20 Armónicos de una señal.....	27
Ilustración 21 Régimen permanente en la bobina	28
Ilustración 22 Régimen permanente en el condensador	28
Ilustración 23 Modos de conducción	29
Ilustración 24 Diagrama de Bode	31
Ilustración 25 Diagrama de Nyquist	31
Ilustración 26 Estabilidad del diagrama de Nyquist	31
Ilustración 27 Esquema eléctrico convertidor Flyback	32
Ilustración 28 Circuito PWM en PSIM.....	32
Ilustración 29 Intervalo 1.....	34
Ilustración 30 Intervalo 2.....	35
Ilustración 31 Formas de onda Flyback MCC simulado en PSIM	37
Ilustración 32 Intervalo 3.....	38
Ilustración 33 Corriente por la inductancia magnetizante	39
Ilustración 34 Intensidad pico en la bobina y a la entrada	40
Ilustración 35 Formas de onda Flyback MCD simulado en PSIM.....	41
Ilustración 36 Circuito equivalente para la inductancia	45
Ilustración 37 Circuito equivalente para el condensador	46

Ilustración 38 Circuito equivalente para la fuente	46
Ilustración 39 Circuito equivalente para convertidor Flyback	46
Ilustración 40 Circuito equivalente para convertidor Flyback	47
Ilustración 41 Circuito equivalente para convertidor Flyback en MCD LFR	49
Ilustración 42 Forma de onda de <i>igt</i> en MCC	50
Ilustración 43 Forma de onda de <i>igt</i> en MCC	52
Ilustración 44 Comparativa de la influencia de R_{on} en la tensión a la salida del convertidor	56
Ilustración 45 Comparativa de la influencia de R_d en la tensión a la salida del convertidor	56
Ilustración 46 Comparativa de la influencia de R_L en la tensión a la salida del convertidor	57
Ilustración 47 Comparativa de la influencia de R_{on} en la tensión a la salida del convertidor	59
Ilustración 48 Comparativa de la influencia de R_d en la tensión a la salida del convertidor	59
Ilustración 49 Comparativa de la influencia de R_L en la tensión a la salida del convertidor	59
Ilustración 50 Circuito equivalente para convertidor Flyback en MCD LFR	61
Ilustración 51 Convertidor Flyback CA/CC	64
Ilustración 52 Tensión a la salida para convertidor Flyback CA/CC MCD	67
Ilustración 53 Tensión de entrada y corriente en la bobina para Flyback CA/CC MCD	67
Ilustración 54 Formas de onda para Flyback CA/CC MCD	68
Ilustración 55 Comparativa de la influencia de R_{on} en la tensión a la salida del convertidor	70
Ilustración 56 Comparativa de la influencia de R_d en la tensión a la salida del convertidor	70
Ilustración 57 Comparativa de la influencia de R_L en la tensión a la salida del convertidor	71
Ilustración 58 Circuito equivalente en pequeña señal con fuentes dependientes MCC	74
Ilustración 59 Circuito equivalente en pequeña señal MCC	74
Ilustración 60 Circuito sin la perturbación de <i>ds</i>	75
Ilustración 61 Circuito equivalente sin la perturbación de <i>ds</i>	75
Ilustración 62 Circuito sin la perturbación de <i>vgs</i>	76
Ilustración 63 Circuito equivalente sin la perturbación de <i>vgs</i>	76
Ilustración 64 Circuito equivalente para cualquier convertidor en MCD	80
Ilustración 65 Circuito equivalente para Flyback como Loss Free Resistor	80
Ilustración 66 Regulador Proporcional	81
Ilustración 67 Regulador Integrador	82
Ilustración 68 Regulador Derivador	82
Ilustración 69 Introducir FT en Matlab	84
Ilustración 70 Ventana Herramientas de Control y Estimación	85
Ilustración 71 Ventana de Diseño de la Tarea	85
Ilustración 72 Importar FT	86
Ilustración 73 Diagrama de Bode con Lazo cerrado unitario	86
Ilustración 74 Analysis Plots	87
Ilustración 75 Respuesta escalón del bucle	87

Ilustración 76 Añadir integrador	88
Ilustración 77 Nueva respuesta escalón	88
Ilustración 78 SmartCtrl 1	89
Ilustración 79 SmartCtrl 2.....	89
Ilustración 80 SmartCtrl 3.....	90
Ilustración 81 SmartCtrl 4.....	90
Ilustración 82 SmartCtrl 5.....	91
Ilustración 83 Regulador calculado con SmartCtrl	91
Ilustración 84 Perturbación del ciclo de trabajo.....	92
Ilustración 85 ACsweep	93
Ilustración 86 Diagrama de Bode Lazo abierto PSIM.....	93
Ilustración 87 Diagrama de Bode Lazo abierto Matlab	94
Ilustración 88 Circuito de la Planta con Regulador.....	95
Ilustración 89 Respuesta frente a perturbaciones	96
Ilustración 90 Conexión Driver	99
Ilustración 91 Circuito ejemplo Driver.....	100
Ilustración 92 Buffer	100
Ilustración 93 Condensadores	101
Ilustración 94 Puente de diodos	101
Ilustración 95 Señal rectificada	102
Ilustración 96 PExprt 1.....	102
Ilustración 97 Núcleo Ferroxcube RM	103
Ilustración 98 Propiedades del cable.....	103
Ilustración 99 Selección de componentes	104
Ilustración 100 Parámetros Flyback CA/CC	105
Ilustración 101 Design Inputs	106
Ilustración 102 Datasheet núcleo RM6S/I de Ferroxcube	106
Ilustración 103 Relación entre B y H material 3C90 Ferroxcube.....	107
Ilustración 104 Efecto del GAP en la densidad de corriente	107
Ilustración 105 Esquema del bobinado	108
Ilustración 106 Propiedades Transformador	109
Ilustración 107 EKT4C1294XL.....	110
Ilustración 108 Flujogramas: Main e Interrupción Periódica	111
Ilustración 109 Transformada en Z.....	112
Ilustración 110 Prototipo en placa perforada	113
Ilustración 111 Prototipo montado por módulos.....	114
Ilustración 112 Formas de onda V_g (azul) y corriente a la entrada (morado)	115
Ilustración 113 Formas de onda V_{grectificada} (azul) y corriente a la entrada (morado)	115

Ilustración 114 Formas de onda en el transistor, bobinado primario y diodo	116
Ilustración 115 Formas de onda de la tensión a la salida <i>V</i> (azul) y la corriente a la salida <i>IO</i> (morado) 116	
Ilustración 116 Lazo cerrado	118
Ilustración 117 Convertidor Flyback CA/CC con filtro EMI	123

3 Índice de Tablas:

Tabla 1 Valores simulados	33
Tabla 2 Valores calculados analíticamente MCC	43
Tabla 3 Valores calculados analíticamente MCD	45
Tabla 4 Influencia de las pérdidas por conducción en V_o	55
Tabla 5 Influencia de las pérdidas por conducción en V_o	58
Tabla 6 Especificaciones deseadas para convertidor Flyback MCD CA/CC	65
Tabla 7 Convertidores que cumplen con las especificaciones	66
Tabla 8 Influencia de las pérdidas en Flyback MCD CA/CC	69
Tabla 9 Especificaciones deseadas para convertidor Flyback MCD CA/CC	83
Tabla 10 Parámetros de funcionamiento	97
Tabla 11 Catálogo de Mosfet reducido	98
Tabla 12 Catálogo de Diodos reducido	98
Tabla 13 Catálogo Driver	99
Tabla 14 Costes Material	120
Tabla 15 Costes de desarrollo	121
Tabla 16 Presupuesto total del proyecto	121



4 Introducción

1 Ámbito del proyecto

El Trabajo Fin de Grado “Desarrollo del Sistema de Control de un Convertidor CA/CC para Plataforma para Prácticas de Electrónica de Potencia”, es un proyecto realizado en la Universidad Carlos III de Madrid, en el departamento de Tecnología Electrónica por el alumno Mario Plaza Díaz, bajo la tutela del profesor Pablo Zumel Vaquero.

El proyecto consiste en el análisis del convertidor de potencia Flyback CA/CC operando en Modo de Conducción Discontinuo como Resistencia Libre de Pérdidas (LFR) y la realización de un sistema de control para el mismo, con el objetivo de que pueda ser utilizado posteriormente para fines didácticos.

Los convertidores de potencia se usan para adecuar la energía eléctrica que reciben a la necesitada por una determinada carga. Existen varios tipos de convertidores en función del tipo de energía con la que se trabaje. En este caso se utiliza un convertidor alterna/continua (CA/CC) con aislamiento galvánico.

Los convertidores CA/CC están conectados a una red que suministra tensión alterna y el objetivo del proyecto es obtener a la salida una tensión continua e invariante frente a perturbaciones, por lo que se requiere de una etapa de rectificación, una etapa de control y otra de filtrado que logre a la salida la tensión continua deseada (ver Ilustración 1). Por otra parte, desde el punto de vista de la red a la que se conecta el convertidor, el objetivo es inyectar una corriente con un bajo contenido armónico, especialmente en baja frecuencia, para obtener un factor de potencia próximo a la unidad.

En este proyecto se utilizará el convertidor Flyback, que es muy adecuado para aplicaciones de baja potencia (potencias menores a 100 w), dado que su montaje y su control son simples, ofreciendo además aislamiento galvánico entre la entrada y la salida del convertidor y unas condiciones para el control determinadas.

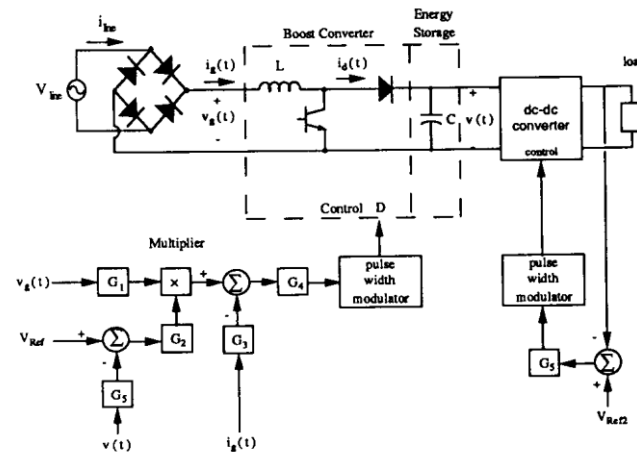


Ilustración 1 Esquema de un convertidor Flyback CA/CC con lazo cerrado

Fuente: [1]

Este Trabajo Fin de Grado pertenece a un conjunto de trabajos que se han realizado entre diferentes compañeros, cada uno con un convertidor distinto y su estudio se divide en dos partes; un alumno realiza el sistema de control y otro se encarga del montaje físico del mismo. No obstante, en este trabajo también se realiza un montaje sencillo con los componentes presentes en el laboratorio que sirve como demostración práctica del funcionamiento. Además, otro alumno deberá encargarse de diseñar la interfaz web que sirva como plataforma y permita a futuros alumnos interactuar con los parámetros del convertidor telemáticamente, pudiendo testear las posibles configuraciones de control, valores de tensiones, impedancias, corrientes, etc.

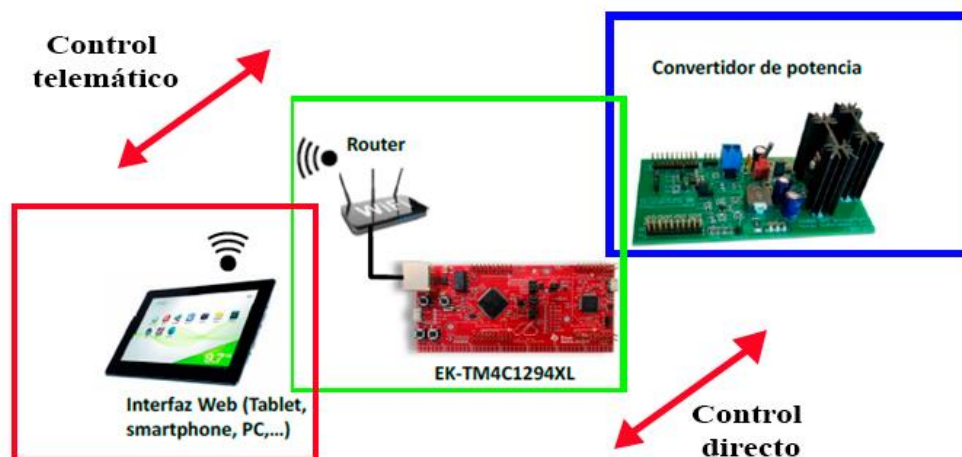


Ilustración 2 Planteamiento del proyecto

Fuente: Elaboración propia

2 Estado del arte

El catálogo de controladores para el convertidor Flyback es bastante amplio, pero se realizará el estudio de tres alternativas únicamente.

Por parte de los fabricantes de **Texas Instruments** se puede elegir entre una gran cantidad de controladores, en función de las especificaciones que se busquen como por ejemplo el **UCC28704** [2], que cuenta con una regulación PWM y es utilizado para diseñar fuentes de alimentación de CA/CC de alto rendimiento y bajo consumo de energía en reposo. UCC28704 incorpora una técnica de respuesta de carga en transitorio que permite reducir el tamaño del condensador de salida y coste general del sistema. El controlador también elimina la necesidad de componentes de compensación de bucle, que simplifican el diseño y el proceso de depuración. La tensión y la corriente de salida del convertidor se regulan para evitar condiciones de sobretensión que pueden dañar la carga o los componentes.

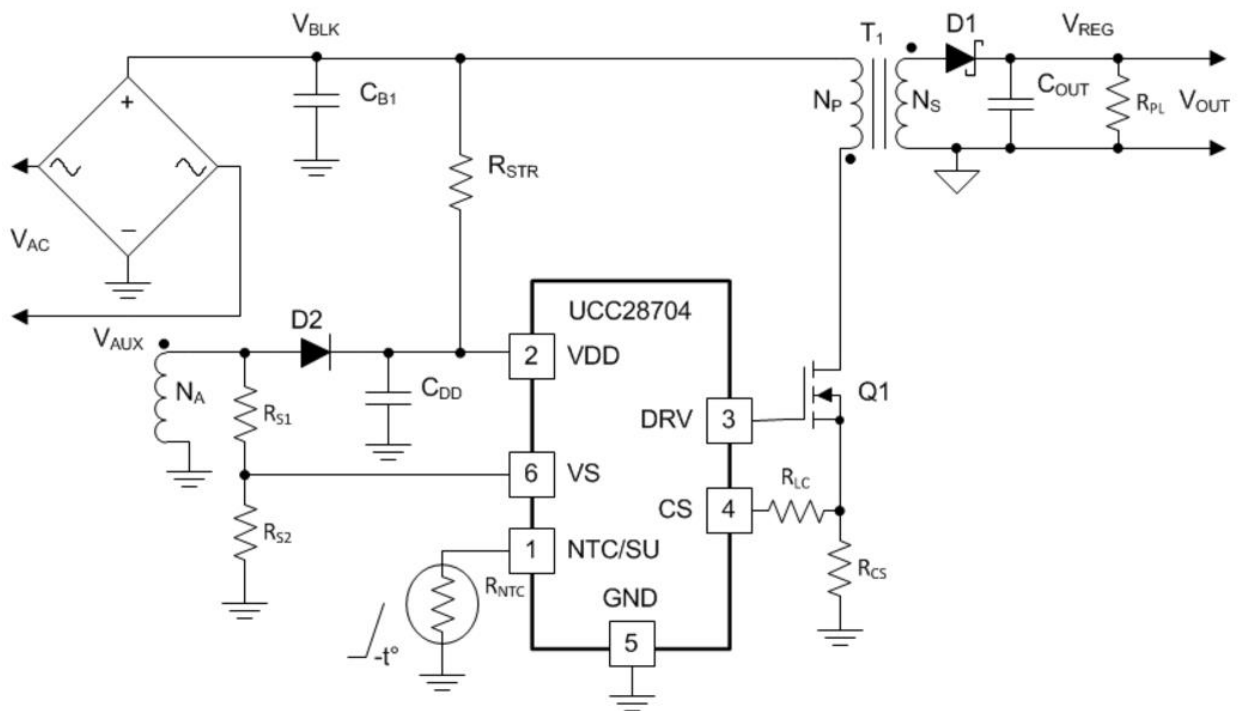


Ilustración 3 Esquema ejemplo de utilización del controlador UCC28704

Fuente: [2]

No obstante, se quiere trabajar de manera digital, por lo que el uso de controladores analógicos no se contemplará en este proyecto. Este controlador no toma como referencia la variable de salida, sino que se reajusta atendiendo a perturbaciones a la entrada. Además las especificaciones de este controlador permiten trabajar en un rango de valores para la corriente de salida de 2 a 10 A y se quiere operar con 1 A. El rango de tensiones eficaces de entrada oscila también desde 90 a 265 V_{rms} pero se trabajará con valores de 12 a 30 V_{rms} , puesto que se desea operar con una fuente de 5 W utilizando un transformador del laboratorio que entrega de máxima 26 V_{rms} . El precio sí es un valor a tener en cuenta puesto que cuesta 30 centavos de dólar más gastos de envío, mucho más barato que comprar una tarjeta microcontroladora.

Otra opción por parte de **Texas Instruments** es el **UC3854** [3] proporciona una corrección activa del factor de potencia para los sistemas de potencia que, de otro modo, extraerían corriente no sinusoidal de líneas eléctricas sinusoidales. Este dispositivo implementa todas las funciones de control necesarias para construir una fuente de alimentación capaz de aprovechar óptimamente la corriente de línea de alimentación disponible y al mismo tiempo minimizar la distorsión de corriente de línea. Algunas de sus características son las siguientes:

- Control del factor de potencia próximo a 0.99.
- Límite de la distorsión en la corriente de línea < 5%.
- Modo de control por corriente media.
- Baja sensibilidad al ruido.
- Frecuencia fija de PWM.
- Bajo offset en el Multiplicador/Divisor analógico.
- Voltaje de referencia preciso.

Pese a que muestra características muy buenas para el convertidor, el hecho de que sea analógico y de frecuencia de conmutación fija hacen que se deba elegir otra opción para el trabajo.

Por parte de la casa **Microchip** se tiene un microcontrolador que se ajusta bastante bien a lo buscado, los microcontroladores de la gama **PIC16 (L) F176X** [4] combinan integración analógica inteligente con periféricos digitales para adaptarse a una gran variedad de funciones y aplicaciones. Estos dispositivos de 14/20 pines proporcionan características como A/D de 10 bits, amplificadores operacionales, generador de señal rampa programable (compensación de pendiente y generación de rampa), comunicación mediante distintos métodos y otros periféricos que hacen que esta familia sea atractiva en aplicaciones que buscan flexibilidad de diseño.

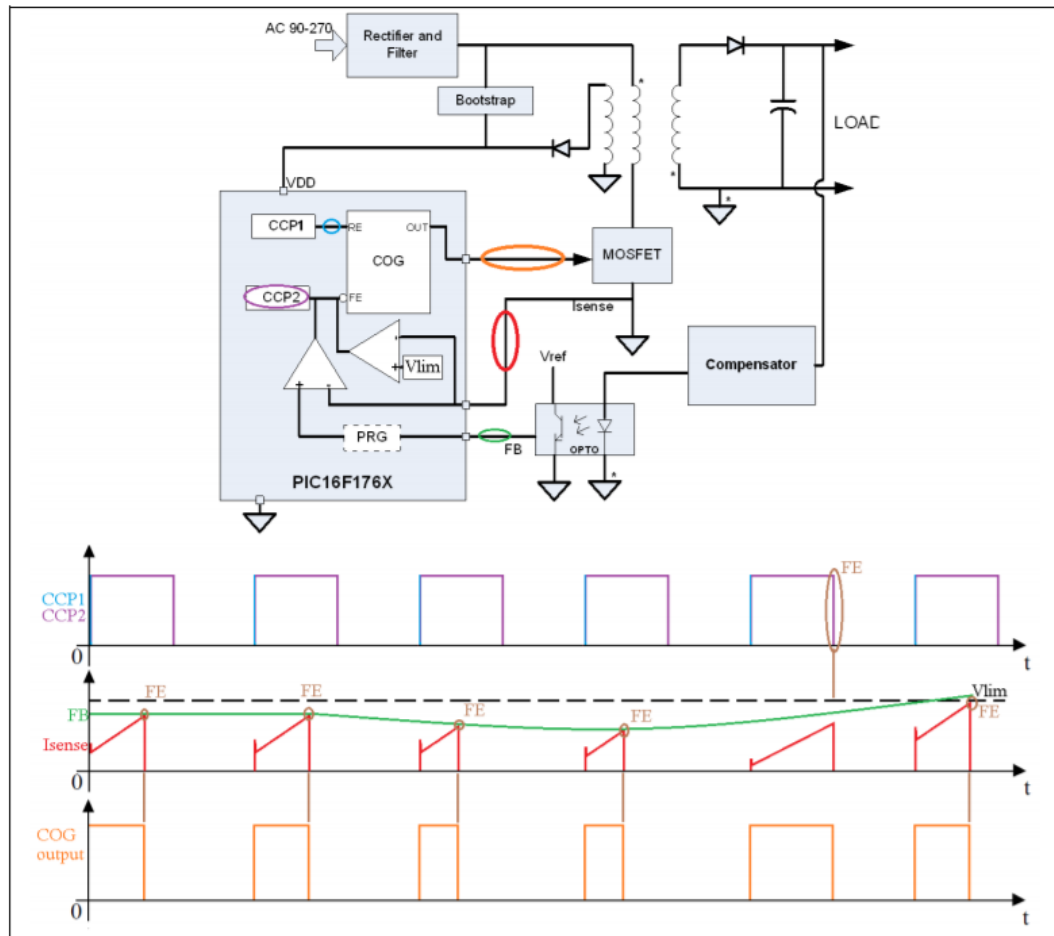


Ilustración 4 Esquema ejemplo de utilización del microcontrolador PIC16F176X

Fuente: [4]

Permite la comunicación por UART, I2C y SPI, admite programación de tipo flash de hasta 14 KB, cuenta con 4 timers de 8 bits y 3 timers de 16 bits, 12 canales de 10 bits para el ADC, 4 comparadores, posee un reloj de 32 MHz, etc. Además, se puede hacer uso de su manual de aplicación que describe paso por paso cómo diseñar, construir y testear una fuente de 20 W con salida de 12 V en continua y valores de corriente por encima de 1.7 A utilizando un convertidor Flyback.

Esta opción se podría tener en cuenta si se configurase el microcontrolador para que cumpliera las especificaciones que se buscan de obtener a la salida una tensión continua de 5 V y 1 A. El único inconveniente es que no cuenta con puerto Ethernet, algo imprescindible para poder utilizar la opción telemática que se describirá más adelante mediante el uso de internet. Por ello es preciso utilizar una tarjeta microcontroladora que cuente con este periférico y que tenga un precio asequible para el estudio del convertidor. Por todo lo anterior descrito, se optó por utilizar la tarjeta **EK-TM4C1294XL** de **Texas Instrument** [5].

3 Necesidad de control

Los convertidores de potencia requieren de un sistema de control que pueda asegurar que a la salida se obtienen las especificaciones deseadas y que además estos valores permanecerán estables ante cualquier tipo de perturbación introducida en el sistema.

La manera que se tiene de realizar dicho control consiste en variar el tiempo de encendido de los interruptores controlados por el convertidor, ya sea acortándolo o ampliándolo por medio de un circuito o lazo de control que se reajusta de manera automática. El siguiente diagrama de bloques (ver Ilustración 5), representa el esquema de control en lazo cerrado.

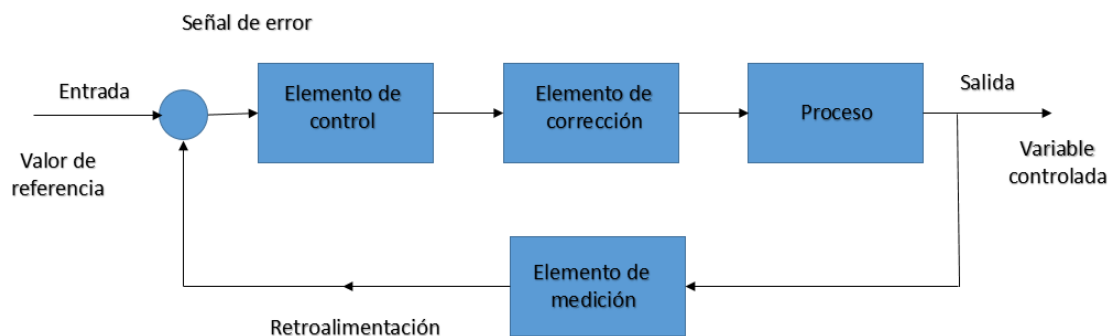


Ilustración 5 Diagrama de bloques de un sistema de control en lazo cerrado

Fuente: Elaboración propia

La variable que se quiere controlar en este caso es la tensión de salida V_o . El valor de esta variable es medido por un sensor y se compara con un valor de referencia V_{ref} . De la comparación de estas señales el regulador genera una señal V_c , que pasa al modulador donde se realiza una modulación por ancho de pulso o PWM en inglés. Esta modulación consiste en comparar V_c con una señal de dientes de sierra (ver Ilustración 6) para regresar a la planta el valor corregido del ciclo de trabajo D .

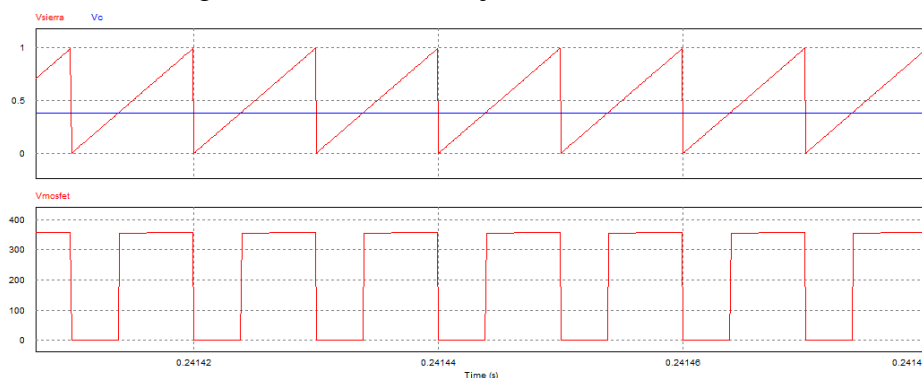


Ilustración 6 Ejemplo de modulación por ancho de pulso (PWM)

Fuente: Elaboración propia

El ancho de pulso del interruptor viene determinado por la multiplicación del período por el ciclo de trabajo como puede verse en la siguiente imagen.

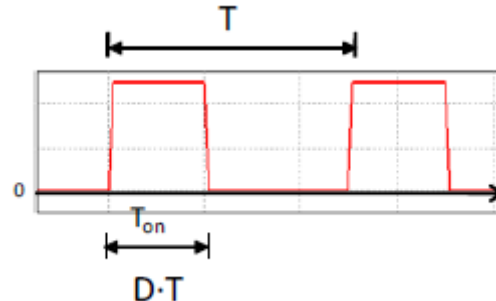


Ilustración 7 Forma de onda y ancho de pulso del interruptor
Fuente: Elaboración propia

4 Tipos de lazos de control

1 Lazo abierto

En un sistema de control de lazo abierto no existe la retroalimentación (ver Ilustración 8), por lo que la señal de salida se verá influenciada únicamente por perturbaciones a la entrada y se tratará el sistema como ciclo de trabajo constante. Al no haber retroalimentación, implica que no habrá corrección de la señal a la salida y por lo tanto no se puede asegurar que la magnitud controlada alcance el valor deseado. La precisión que se obtenga a la salida dependerá de lo minuciosa que haya sido en la calibración.

Estos sistemas se caracterizan por:

- Sencillos de calcular y de implementar.
- Muy influenciados a posibles errores de cálculo o precisión, se necesita ajustar mejor la influencia de las pérdidas y acotar el rango de estabilidad frente a perturbaciones a la entrada.
- La salida no se compara con la entrada, pero sí que hay dependencia entre ellas.

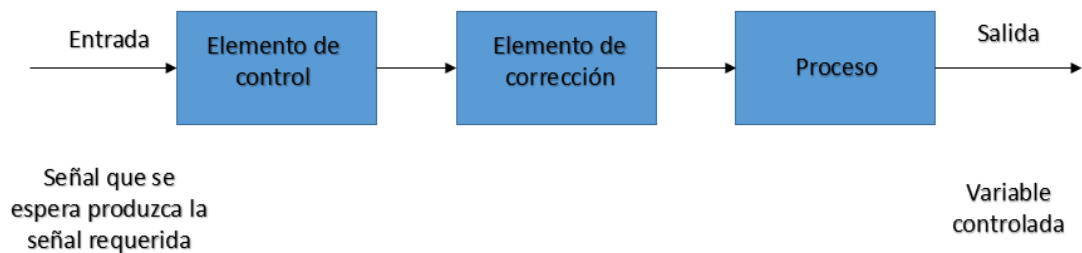


Ilustración 8 Diagrama de bloques de un sistema en lazo abierto

Fuente: Elaboración propia

2 Lazo cerrado

Un sistema en lazo cerrado es aquel donde la acción de control depende de una señal de salida del sistema (ver Ilustración 9). Existe una retroalimentación que corrige la variable que se quiere controlar de manera automática y minimiza el efecto ante perturbaciones.

Estos sistemas se caracterizan por:

- Son más complejos, tanto en cálculo como en su montaje.
- La salida se compara con la entrada y además existe dependencia entre ellas.
- Son más estables frente a perturbaciones y variaciones internas.

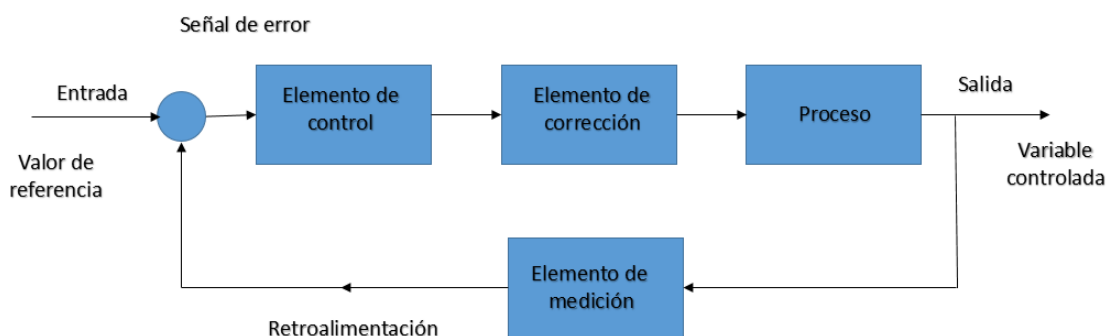


Ilustración 9 Diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado
Fuente: Elaboración propia

5 Tipos de convertidores y alternativas de diseño

Existen multitud de modelos de convertidores, entre los cuales se destacan 5 topologías que se pueden clasificar en dos grandes grupos:

- **Sin aislamiento:** No existe mecanismo de seguridad que separe el lado de alta tensión con el de baja tensión, la masa de entrada y de salida están unidas.
- **Reductor (BUCK):** la tensión de salida es menor que a la entrada y con la misma polaridad.

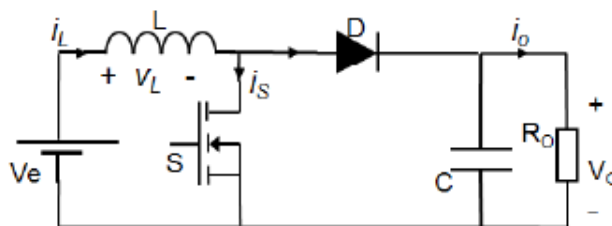


Ilustración 10 Reductor (Buck)

Fuente: [6]

- **Elevador (BOOST)**: la tensión a la salida es mayor que a la entrada y con la misma polaridad.

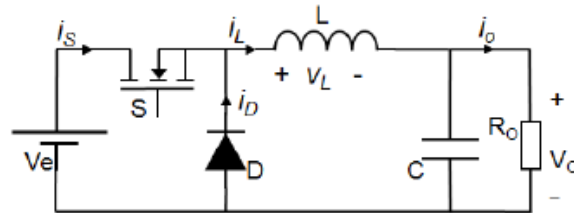


Ilustración 11 Elevador (Boost)

Fuente: [6]

- **Reductor-elevador (BUCK BOOST)**: la tensión a la salida dependerá del valor que elijamos de ciclo de trabajo, pudiendo operar como reductor y como elevador.

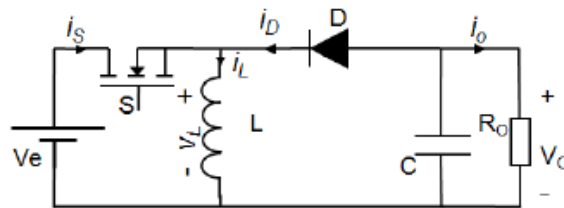


Ilustración 12 Reductor-elevador (Buck-Boost)

Fuente: [6]

- **Con aislamiento**: existe una separación entre la masa de entrada y la de salida mediante el uso de un transformador.

- **Convertidor inverso o de retroceso (Flyback)**: el comportamiento a la salida vendrá determinado por la relación de transformación, pudiendo ser elevador o reductor y con la polaridad invertida. Se pueden tener varias salidas simultáneas dependiendo de las bobinas acopladas al secundario.

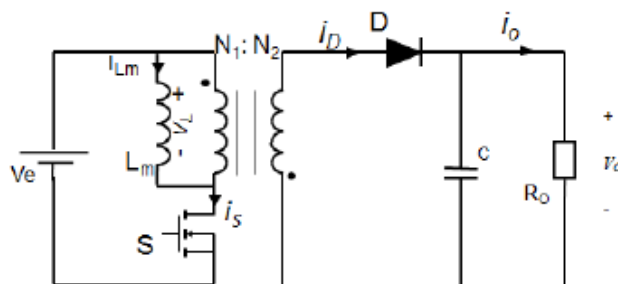


Ilustración 13 Convertidor Flyback

Fuente: [6]

- **Convertidor directo (Forward):** funciona como el convertidor Buck, pero tiene un transformador que realiza las funciones de aislante de entrada y salida. Se pueden tener varias salidas simultáneas dependiendo de las bobinas acopladas al secundario.

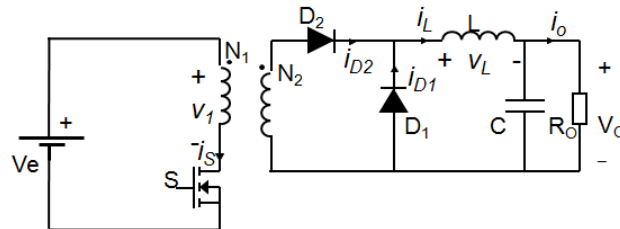


Ilustración 14 Convertidor Forward

Fuente: [6]

El objetivo de este proyecto es el de controlar el factor de potencia de un convertidor conmutado de corriente alterna/continua, dicho control se ha realizado mediante el microcontrolador **EK-TM4C1294XL de Texas Instrument** [5], una opción barata y que cuenta con un puerto Ethernet. Se ha decidido trabajar además, con el convertidor **Flyback** dado que es una de las opciones más utilizadas en sistemas de baja potencia y permite la opción de trabajar como **Resistencia Libre de Pérdidas (LFR)** en modo de conducción en discontinuo; dicho comportamiento se describirá más adelante.

Una posible alternativa de diseño sería el control analógico del sistema, pero las desventajas que se encontrarían serían bastantes.

- Mayor consumo de energía.
- Montaje más complejo.
- Mayor cantidad de componentes y por ende más pérdidas y tolerancias a tener en cuenta a la hora de precisar el comportamiento a la salida.
- Más ruido y perturbaciones que pueden alterar nuestra señal.
- Aumento del coste.

Por todas estas desventajas es más conveniente trabajar con un microcontrolador y como este proyecto tiene como objetivo fines didácticos no se precisa un control analógico. Además se debe mencionar que el control digital te ofrece la posibilidad de comunicarte de manera telemática con dispositivos para poder variar parámetros mediante el uso de una interfaz web.



6 Objetivos y alcance del proyecto

Los objetivos de este proyecto son:

- Diseñar un sistema de control basado en la tarjeta EKT4C1294XL para un convertidor CA/CC con corrección del factor de potencia mediante un convertidor CC/CC Flyback colocado después de un rectificador de diodos.
- El sistema de control deberá ser configurable y contemplará las siguientes opciones:
 - Funcionamiento en lazo abierto.
 - Funcionamiento en lazo cerrado (control realimentado).
 - Monitorización de tensiones y corrientes, potencia y rendimiento (en cualquier modo).
 - Configuración y presentación de la información a través de un interfaz web básico, provisto desde otro trabajo diferente a este TFG.
- Diseñar un conjunto de materiales (tutorial, ejercicios, montajes propuestos, vídeos, etc.) para realizar prácticas con los convertidores antes citados.

7 Motivaciones del proyecto

Los motivos por los que se ha elegido este proyecto son los siguientes:

Responde a la necesidad de actualizar el contenido de las prácticas de electrónica de potencia para diversas asignaturas. La incorporación del control digital permite realizar multitud de controles en un mismo hardware, incluir más y otro tipo de características (conectividad) y el uso del IoT (Internet of Things) como medio para interactuar con el convertidor; por lo que se ofrece un punto de vista real, actual y novedoso que favorece el entendimiento y la comprensión de los conceptos que se ven en clase.

Dado que los proyectos ofertados en la clase de electrónica de potencia eran variados y todos contemplaban además la ingeniería de control y la electrónica digital, se optó por elegir el convertidor Flyback porque ofrecía la posibilidad de trabajar como Resistencia Libre de Pérdidas (LFR) y sus aplicaciones son muy amplias. Además el convertidor Flyback en modo de conducción discontinuo se estudia con poco detalle en la asignatura, por lo que suponía un afianzamiento de conocimientos y un estudio más exhaustivo por parte del alumno.



8 Marco regulador

- Resolución de 5 de abril de 2016, de la Secretaría de Estado de Energía, por la que se aprueba el procedimiento de operación del sistema eléctrico 1.1 «Criterios de funcionamiento y seguridad para la operación del sistema eléctrico». (BOE miércoles 6 de abril de 2016) [7].
- EN 61000–3–2:2006+A1+A2 Electromagnetic compatibility (EMC). Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase) [8].
- Apartado 1 del artículo 31 del Real Decreto 2019/1997, de 26 de diciembre, por el que organiza y regula el mercado de producción de energía eléctrica. Niveles admisibles carga red. (BOE 1997) [9].
- LEY 31/1995, de 8 de noviembre, de prevención de riesgos laborales. (BOE, 1995) [10].
- REAL DECRETO 773/1997, 30 de mayo, sobre disposiciones mínimas de seguridad y salud relativas a la utilización por los trabajadores de equipos de protección individual. (BOE, 1997) [11].
- Normativa de seguridad en los laboratorios de la universidad [12].

5 Estudio del convertidor Flyback para corrección del factor de potencia

1 Algunas nociones previas

Para facilitar el entendimiento del estudio del convertidor, es necesario definir algunos términos previamente.

1 Valor medio

Considerando una señal $u(t)$ periódica de período T , el valor medio representa un valor constante que encierra la misma área en un periodo T que la función periódica (Ilustración 15).

$$U_m = u(t) = \frac{1}{T} * \int_0^T u(t) * dt = \frac{1}{2\pi} * \int_0^{2\pi} u(t) * dt \quad (1)$$

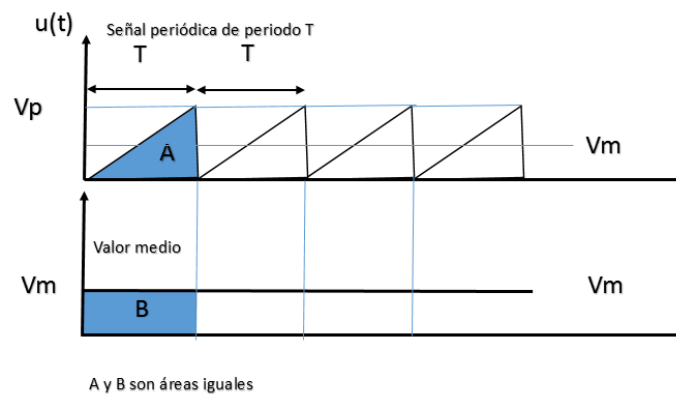


Ilustración 15 Expresión del valor medio de una señal

Fuente: Elaboración propia

El valor medio puede ser positivo, nulo o negativo y no guarda relación con la potencia asociada a la forma de onda.

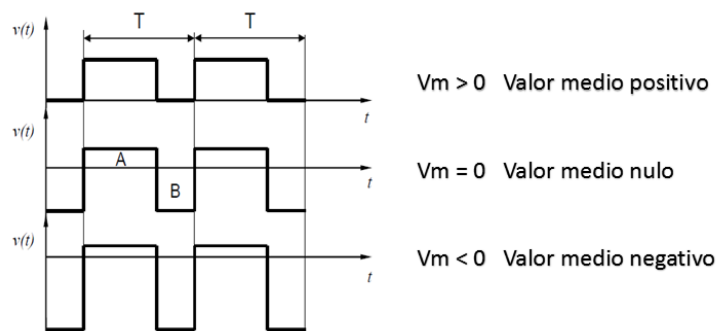


Ilustración 16 Valores tomados por el valor medio

Fuente: Elaboración propia

2 Valor eficaz

Considerando una señal $u(t)$ periódica de período T , el valor eficaz nunca puede ser negativo, ya que al elevar al cuadrado presente en la definición (ver Ilustración 17), convierte los valores instantáneos negativos en positivos, antes de hacer la integral.

$$U_{ef}^2 = \frac{1}{T} * \int_0^T u^2(t) * dt = \frac{1}{2\pi} * \int_0^{2\pi} u^2(t) * dt \quad (2)$$

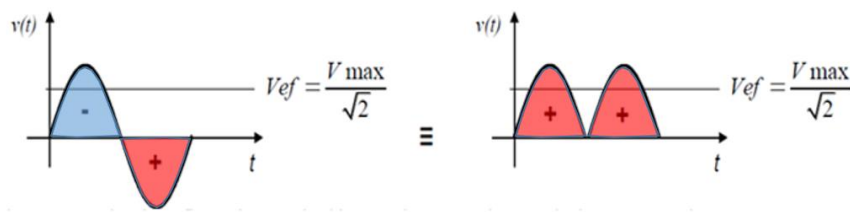


Ilustración 17 Expresión del valor eficaz de una señal

Fuente: Elaboración propia

Físicamente el valor eficaz tiene relación con la potencia asociada a una onda. El valor eficaz de una señal $u(t)$ es igual al valor de continua que habría que aplicar a una resistencia para que ésta disipara la misma potencia que si se le aplicara la forma de onda original $u(t)$.

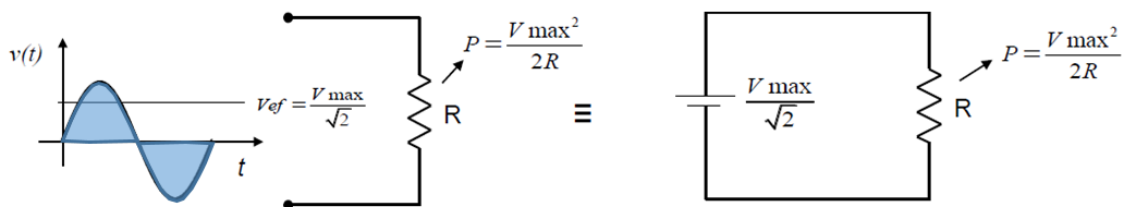


Ilustración 18 Relación entre el valor eficaz y la potencia asociada a la onda

Fuente: Elaboración propia

3 Factor de potencia

Es la medida de la eficiencia de transferencia de potencia de un circuito o también se le conoce, como el ángulo de desfase que existe entre el voltaje y la corriente.

El factor de potencia se define matemáticamente como el cociente entre la potencia media en un período y el producto de los valores eficaces de la tensión y la corriente (ver Ilustración 19).

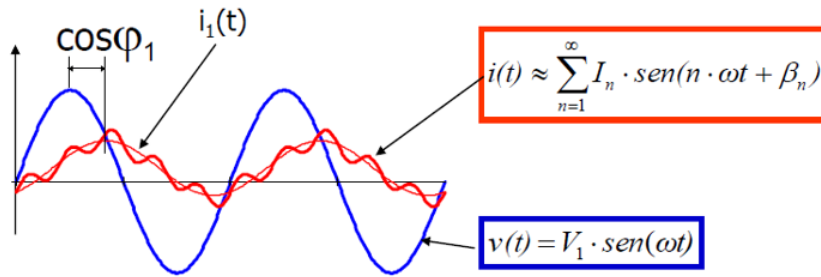


Ilustración 19 Expresión matemática del factor de potencia

Fuente: [13]

$$F_P = \frac{P}{S} = \frac{V_{ef} * I_{1ef} * \cos(\phi_1)}{V_{ef} * I_{ef}} = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} * \cos(\phi_1) \neq \cos(\phi_1) \quad (3)$$

Factor de distorsión:

$$F_D = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} \quad (4)$$

Factor de desplazamiento:

$$F_{\phi_1} = \cos(\phi_1) \quad (5)$$

El factor de potencia F_P y $\cos(\phi_1)$ solo coinciden en régimen permanente sinusoidal, no en presencia de armónicos.

El uso de equipos con bajos valores de factor de potencia (FP) ocasionan un gran desperdicio de energía, por lo que el objetivo siempre debe ser el de alcanzar valores próximos a la unidad.

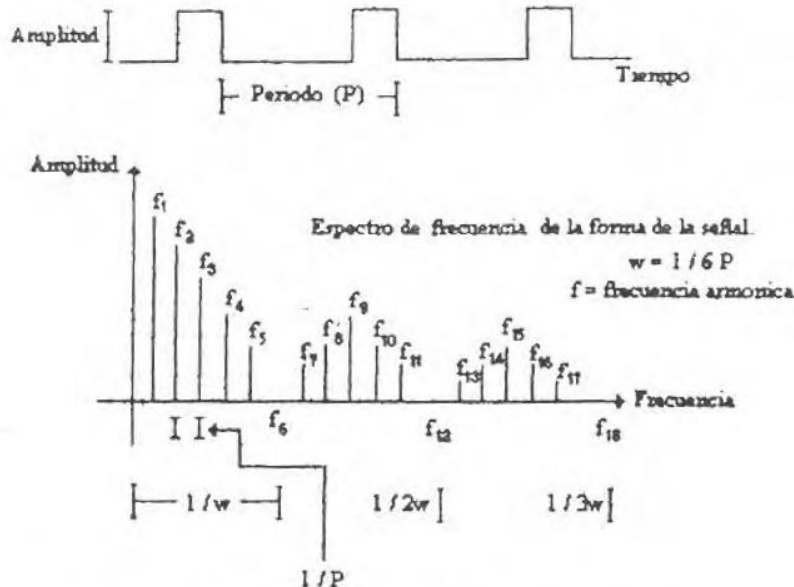
4 Distorsión armónica

No todas las formas de ondas de voltaje y corriente son puramente sinusoidal; pero cualquier forma de onda se puede representar como suma de varias señales sinusoidales de una particular frecuencia y amplitud. A estas señales integradas se les denominan armónicas de la señal fundamental.

La distorsión armónica se expresa matemáticamente como el cociente de la raíz cuadrada, de la sumatoria de los valores eficaces al cuadrado de cada una de los armónicos, entre el valor eficaz del armónico fundamental (ver Ilustración 20).

$$D.A.T = \frac{\sqrt{I_{ef2}^2 + I_{ef3}^2 + \dots + I_{efn}^2}}{I_{ef1}^2} \quad (6)$$

La distorsión es causada por la superposición o suma de armónicos en la señal sinusoidal, estos armónicos se producen por la no linealidad del circuito y conviene reducirlas lo máximo posible.



- 1) Espacio de armónica ($f_1, f_2, f_3, -f_2, \text{etc.}$) = $1/P$, donde f_1 es la fundamental.
- 2) Si $w = 1/6 P$, entonces f_6, f_{12}, f_{18} etc. Están en cero.
- 3) Para una onda cuadrada, donde $w = 1/2 P$ todas las armónicas pares son cero, quedando solo las armónicas impares

Ilustración 20 Armónicos de una señal

Fuente: [14]

5 Régimen permanente

Un convertidor opera en régimen permanente cuando cumple las siguientes dos condiciones:

- El voltaje medio en la bobina es nulo:

$$\bar{V}_L = 0 \quad (7)$$

Esta condición se impone debido a que la corriente en una bobina no puede variar bruscamente, porque su comportamiento físico viene definido por la siguiente ecuación:

$$v_L(t) = L * \frac{di_L}{dt} \quad (8)$$

Si se produjera un cambio brusco de corriente por la bobina, esto implicaría que el voltaje se dispararía a infinito. Físicamente no se puede producir una variación brusca de la energía almacenada en el campo magnético de la bobina.

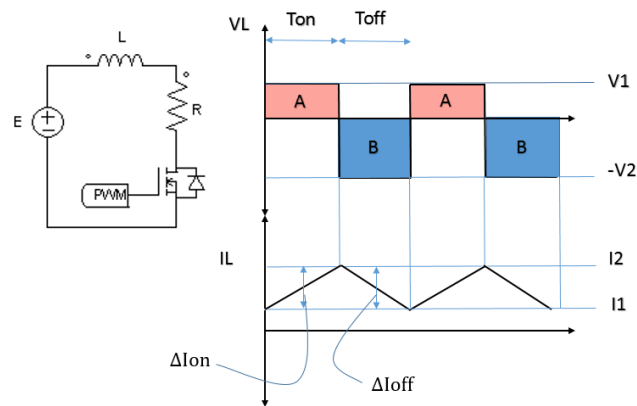


Ilustración 21 Régimen permanente en la bobina

Fuente: Elaboración propia

En un circuito que contiene una bobina, para que éste opere en régimen permanente, la tensión media en la bobina ha de ser nula.

$$\Delta I_{on} + \Delta I_{off} = \frac{V_1}{L} * T_{on} - \frac{V_2}{L} * T_{off} = 0 \quad (9)$$

- **La corriente media por el condensador debe ser nula:**

$$\bar{I}_C = 0 \quad (10)$$

Esta condición se impone debido a que el voltaje en un condensador no puede variar bruscamente, porque su comportamiento físico viene definido por la siguiente ecuación:

$$i_c(t) = C * \frac{dv_c}{dt} \quad (11)$$

Si se produjera un cambio brusco de voltaje en el condensador, esto implicaría que la corriente se dispararía a infinito. Físicamente no se puede producir una variación brusca de energía almacenada en el campo eléctrico de condensador.

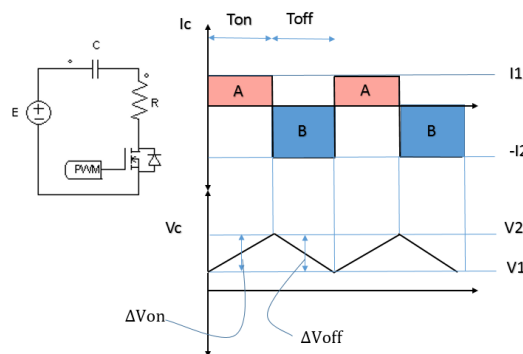


Ilustración 22 Régimen permanente en el condensador

Fuente: Elaboración propia

En un circuito que contiene un condensador, para que éste opere en régimen permanente, la corriente media en el condensador ha de ser nula.

$$\Delta V_{C_{on}} + \Delta V_{C_{off}} = \frac{I_1}{C} * T_{on} - \frac{I_2}{LC} * T_{off} = 0 \quad (12)$$

6 Modo de conducción

Uno de los primeros parámetros que deben ser establecidos antes de diseñar una topología es el que se refiere al modo de conducción en el que va a operar el sistema. Existen dos modos de conducción:

- **Modo de conducción continuo (MCC):**

Se dice que un convertidor opera en MCC cuando la corriente en la bobina empieza a aumentar de un valor determinado y es siempre mayor que cero.

- **Modo de conducción discontinuo (MCD):**

Se dice que un convertidor opera en MCD cuando la corriente en la bobina inicia siempre tomando valores igual a cero. Como se puede apreciar en la siguiente gráfica existe un espacio temporal en el que la corriente por la bobina es nula, a esta zona se le llama tiempo muerto.

Cuando la corriente inicia desde cero, pero no hay tiempo muerto, se dice que nos encontramos en la **frontera** entre ambos modos de conducción (ver Ilustración 23).

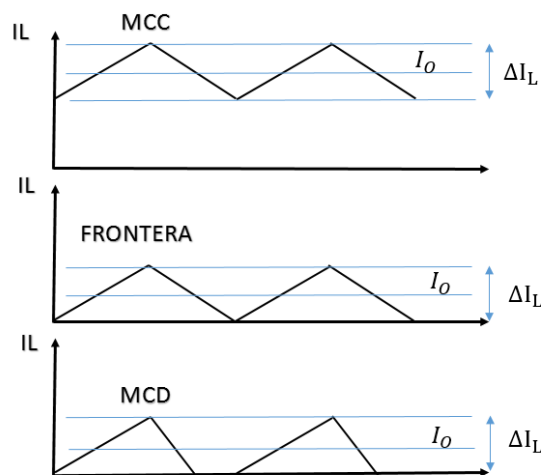


Ilustración 23 Modos de conducción

Fuente: Elaboración propia

2 Caracterización de la planta

La caracterización de la planta es fundamental para el correcto diseño del regulador. El procedimiento de caracterización se puede realizar de forma analítica o mediante la medida, experimental o simulada, de la respuesta en frecuencia del convertidor.

1 Cálculo analítico

El problema de los convertidores conmutados es su no linealidad, debido a que al estar formado por interruptores que se abren y se cierran existen al menos dos estados distintos de funcionamiento (T_{on} y T_{off}), dando lugar a dos esquemas eléctricos totalmente distintos. Las técnicas de cálculo de regulación y estabilidad son métodos desarrollados para sistemas lineales, por tanto, es necesario realizar un modelo lineal invariante en el tiempo de la etapa de potencia.

Para ello es necesario seguir 3 pasos fundamentales:

- Obtención del **modelo promediado**, realizando la sustitución de los interruptores por fuentes de tensión o corriente que respeten el funcionamiento del circuito, pero con valores promediados, obteniéndose así un modelo del convertidor invariante en el tiempo, en el cual, todas las magnitudes son promediadas y se podrá despreciar la influencia de las pérdidas por conmutación. No obstante, el modelo promediado obtenido, continúa siendo un modelo **no lineal**.
- Se debe **seleccionar un punto de trabajo**, en el que se garantice la estabilidad y que deberá estar incluido dentro del rango de operación del convertidor. Una vez elegido el punto de trabajo, se puede linealizar y perturbar el modelo promediado ya obtenido, aplicando el análisis en pequeña señal del sistema en torno a este punto de trabajo.
- Una vez obtenido el modelo lineal, se procede a calcular la **función de transferencia** y a partir de ésta la respuesta en frecuencia.

2 Respuesta en frecuencia

La respuesta en frecuencia representa el comportamiento de un determinado sistema para cada frecuencia en régimen permanente. Para determinarla, se introducen perturbaciones sinusoidales de una determinada frecuencia y se mide la salida obtenida a esa frecuencia tanto en módulo como en fase, más adelante se verá más en detalle mediante el uso de la herramienta ACsweep de PSIM y la herramienta Sisotool de Matlab. La representación de dicha respuesta en frecuencia se puede realizar mediante:

1

Diagrama de Bode:

Esta representación a su vez se divide en dos gráficas, por un lado se representa, el módulo de la función de transferencia, es decir, la ganancia en decibelios, en función de la frecuencia y por otro lado representa el desfase de la señal de salida, frente a la de entrada de un sistema. Ambas gráficas representadas en escala logarítmica, tal como se muestra en la Ilustración 24.

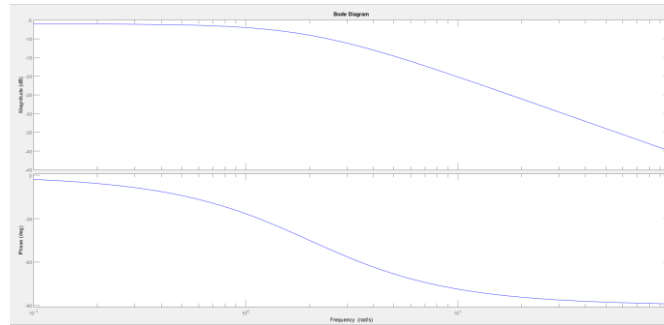


Ilustración 24 Diagrama de Bode

Fuente: Elaboración propia

2

Diagrama de Nyquist:

El método de Nyquist nos permite estudiar la estabilidad de un sistema realimentado a partir de la respuesta frecuencial en bucle abierto.

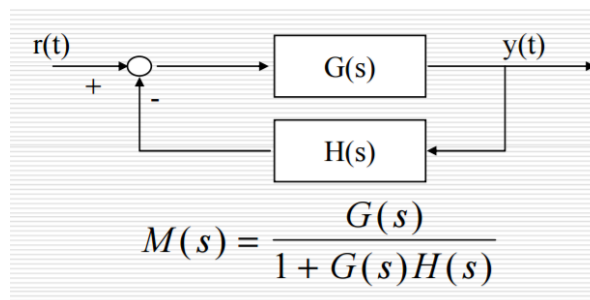


Ilustración 25 Diagrama de Nyquist

Fuente: [15]

El sistema será **estable** si $1 + G(s)H(s)$ no tiene ceros en el semiplano positivo (los ceros de $1 + G(s)H(s)$ son los polos de $M(s)$).

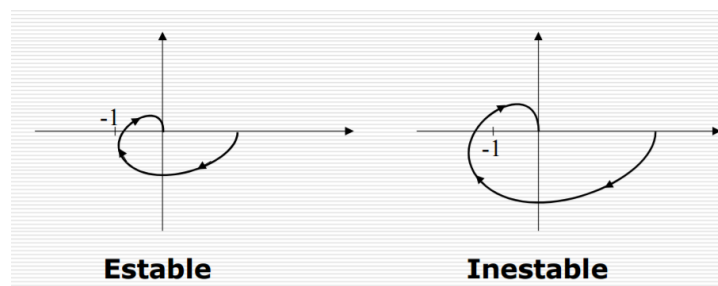


Ilustración 26 Estabilidad del diagrama de Nyquist

Fuente: [15]

El procedimiento de caracterización de la planta mediante la medida de la respuesta en frecuencia tiene varias ventajas sobre el cálculo analítico de la misma, ya que es más rápido y sencillo, para el caso de convertidores complejos y además es muy útil, para sistemas comerciales, de los cuales se desconoce los valores exactos de los componentes con los que se ha implementado la topología seleccionada.

3 Estudio en régimen permanente del convertidor Flyback para CC/CC.

Para lograr un mayor entendimiento del funcionamiento del convertidor Flyback, es necesario estudiar previamente su comportamiento como convertidor de CC/CC. Por lo que se debe partir del siguiente esquema eléctrico (ver Ilustración 27).

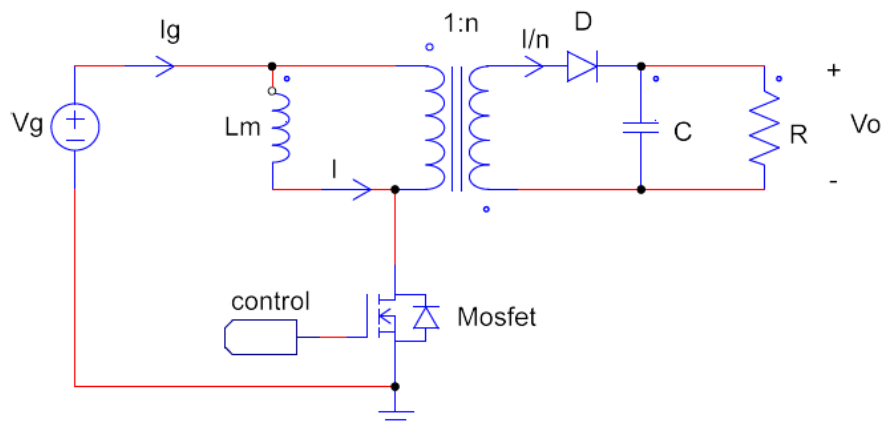


Ilustración 27 Esquema eléctrico convertidor Flyback
Fuente: Elaboración propia

Como ya se ha explicado antes, el control se realizará por medio de una modulación de ancho de pulso o PWM, por lo que para poder gobernar el MOSFET es preciso añadir el siguiente circuito (ver Ilustración 28).

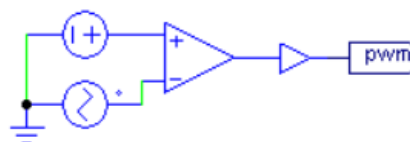


Ilustración 28 Circuito PWM en PSIM
Fuente: Elaboración propia

1 Cálculo analítico en MCC

Tanto para la demostración, como para la comparación entre los cálculos analíticos y los valores simulados, se utilizarán los datos que aparecen en la siguiente tabla. Estos datos son meramente ilustrativos y no se corresponden con la especificación final.

Tabla 1 Valores simulados

Fuente: Elaboración propia a partir de los valores de una fuente para laptop

V_g	220 V
V_o	19.5 V
P_o	90 W
f_s	100 KHz
N	1/7
$\Delta V(\%)$	1%

Nota: V_g tensión a la entrada, V_o tensión a la salida, P_o potencia a la salida, f_s frecuencia de conmutación del MOSFET, N relación de transformación $N_{secundario}/N_{primario}$ y $\Delta V(\%)$ rizado máximo porcentual admisible a la salida.

El esquema de la Ilustración 27 puede dividirse en dos intervalos; uno para T_{on} (cuando el MOSFET conduce) y otro para T_{off} (cuando el MOSFET no conduce).

- **Intervalo 1: T_{on}**

Durante este intervalo V_g cede energía a la inductancia magnetizante L_m , el MOSFET está conduciendo, el diodo está en inversa, por lo que no conduce y el condensador aporta la tensión necesaria para que a la salida se obtenga V_o , todo esto puede verse en la Ilustración 29.

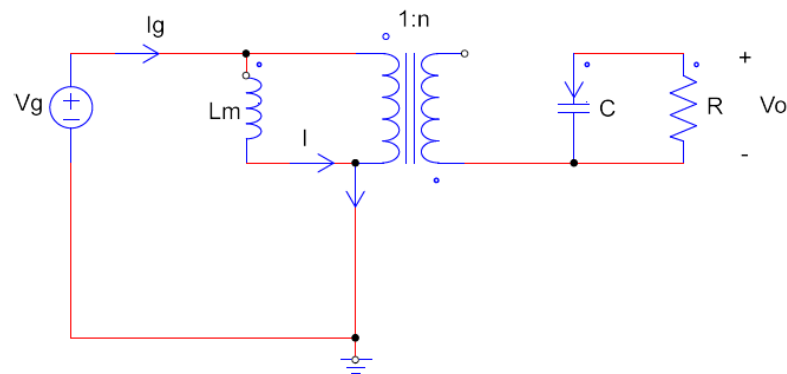


Ilustración 29 Intervalo 1
Fuente: Elaboración propia

Las ecuaciones para este intervalo son las siguientes:

Bobina:

$$v_{L1}(t) = v_g(t) \quad (13)$$

Condensador:

$$i_{c1}(t) = -\frac{v(t)}{R} \quad (14)$$

Fuente:

$$i_g(t) = i(t) \quad (15)$$

- **Intervalo 2: T_{off}**

Durante este intervalo L_m cede energía, el MOSFET no conduce, el diodo está polarizado en directa, por lo que conduce y el condensador se carga de energía, todo esto puede verse en la Ilustración 30.

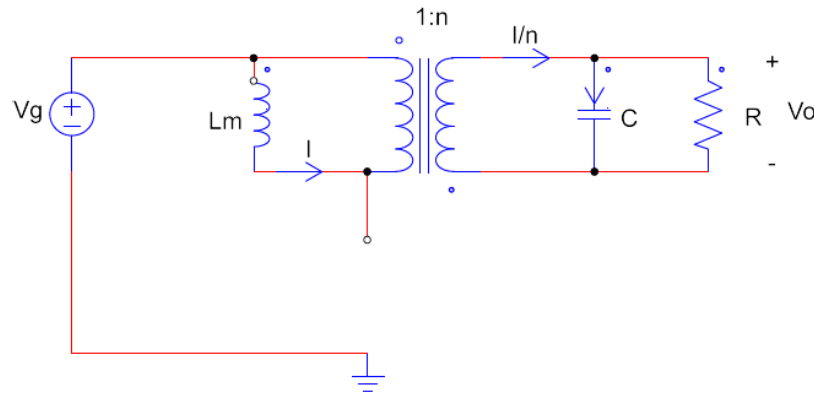


Ilustración 30 Intervalo 2
Fuente: Elaboración propia

Las ecuaciones para este intervalo son las siguientes:

Bobina:

$$v_{L2}(t) = -\frac{v(t)}{N} \quad (16)$$

Condensador:

$$i_{c2}(t) = -\frac{v(t)}{R} + \frac{i(t)}{N} \quad (17)$$

Fuente:

$$i_g(t) = 0 \quad (18)$$

Una vez caracterizados los dos intervalos de conducción, se puede pasar a promediar los valores de las magnitudes eléctricas a lo largo de un ciclo de conmutación para hallar las relaciones entre ellas en régimen permanente. Para poder hacer uso del modelo promediado, se debe garantizar que se opera en torno a un **punto de trabajo** determinado en el que se cumplen las aproximaciones de **pequeño rizado en el condensador** ($V_c \approx V_o$) y las ecuaciones de **régimen permanente** que se vieron en las nociones previas.

Haciendo uso de las ecuaciones para valores promediados se obtiene:

Bobina:

$$\bar{V}_L = V_g * D - \frac{V_o}{N} * D' = 0 \quad (19)$$

Reagrupando y simplificando la ecuación 19 se llega a la relación entre la entrada y la salida en función del ciclo de trabajo D para el convertidor.

Siendo $D' = 1 - D$ al trabajar en MCC, ya que no hay tiempo muerto.

Ecuación en régimen permanente para convertidor Flyback operando en MCC:

$$V_o = \frac{V_g * D * N}{D'} = \frac{V_g * D * N}{(1-D)} \quad (20)$$

Si se aplica también valores promediados al condensador obtenemos:

$$\bar{I}_C = -\frac{V_o}{R} * D + \frac{I * D'}{N} - \frac{V * D'}{R} = 0 \quad (21)$$

Simplificando se llega a la ecuación que da el **valor medio de la corriente por la bobina**:

$$I = \frac{V_o * N}{R * D'} \quad (22)$$

De aplicar valores promediados en la fuente, se puede obtener la expresión de la **corriente de entrada en función de la corriente por la bobina**:

$$\bar{I}_g = I * D \quad (23)$$

Si se expresan las funciones de onda para el circuito en MCC se obtienen las siguientes gráficas (ver Ilustración 31).

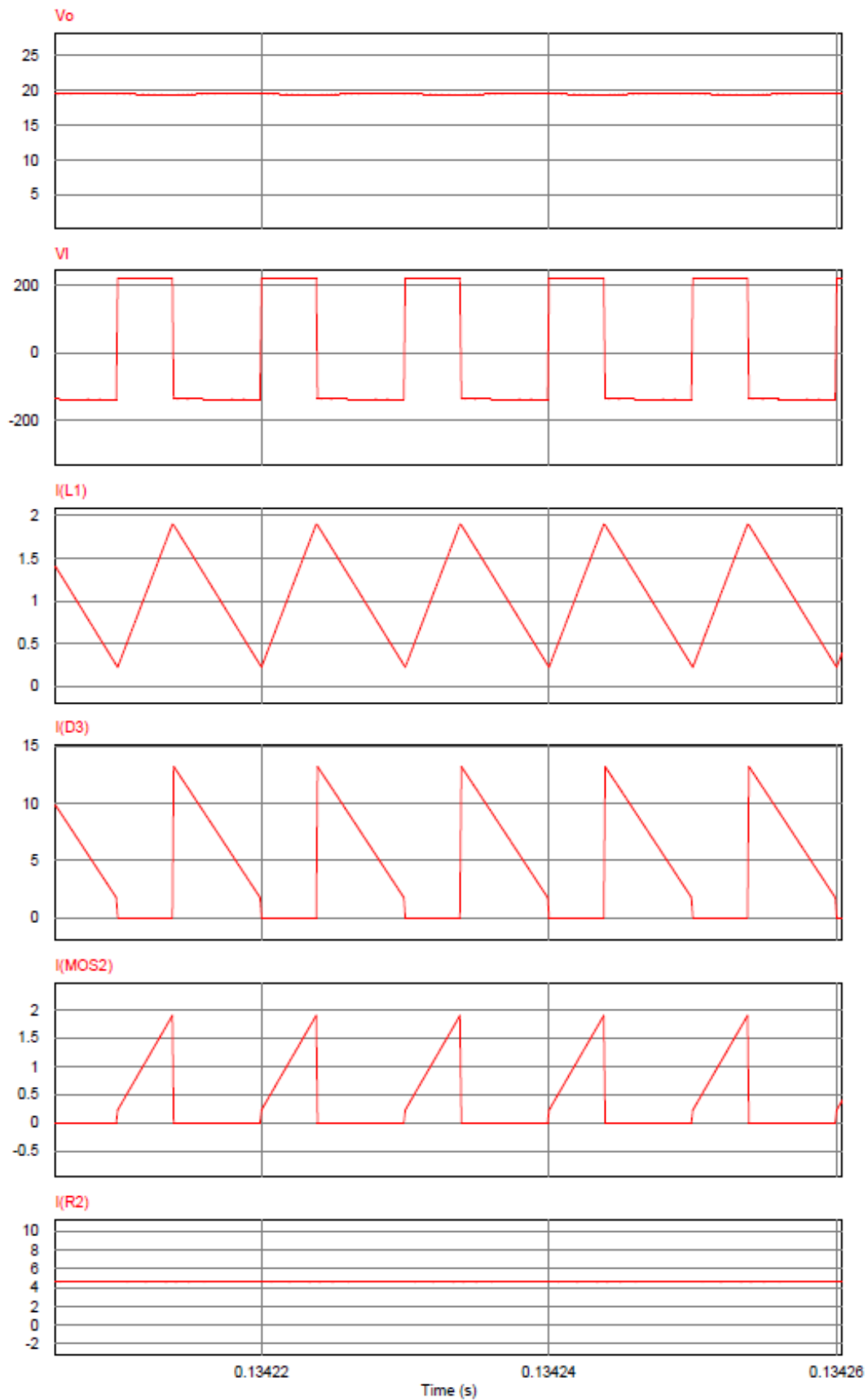


Ilustración 31 Formas de onda Flyback MCC simulado en PSIM
Fuente: Elaboración propia

2 Cálculo analítico en MCD

Los cálculos hechos para MCC son válidos para MCD, salvando un par de cosas a tener en cuenta. Como ya se explicó anteriormente, en MCD existe una región temporal denominada tiempo muerto en la que la corriente por la bobina se mantiene en valor nulo. La explicación física de este fenómeno es que la inductancia magnetizante se desmagnetiza por completo y por ello, deja de ceder energía al circuito; no obstante, se crea un **tercer intervalo** en el que el condensador es el encargado de suministrar la tensión necesaria a la salida para así mantener constante V_o .

Por todo lo dicho, se deja de cumplir:

$$D' \neq 1 - D$$

Siendo D'' la fracción de tiempo correspondiente al tercer intervalo (tiempo muerto):

$$D + D' + D'' = 1 \quad (24)$$

- **Intervalo 3:** No conducen ni el diodo ni el MOSFET, la corriente por la bobina es nula, el condensador se encarga de mantener constante el valor de la tensión a la salida.

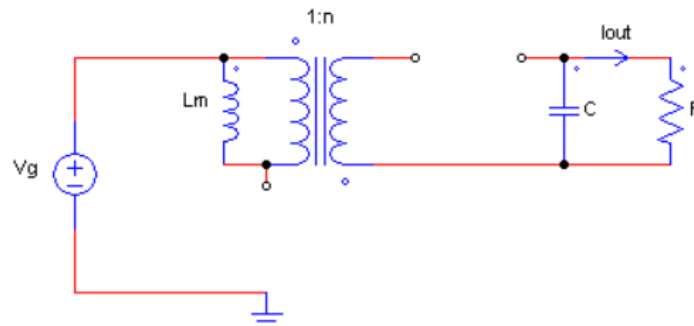


Ilustración 32 Intervalo 3

Fuente: Elaboración propia

La ecuación para MCD es la misma que la calculada para el modo frontera, debido a que la corriente por la bobina parte de cero y va aumentando hasta la intensidad pico (ver Ilustración 33).

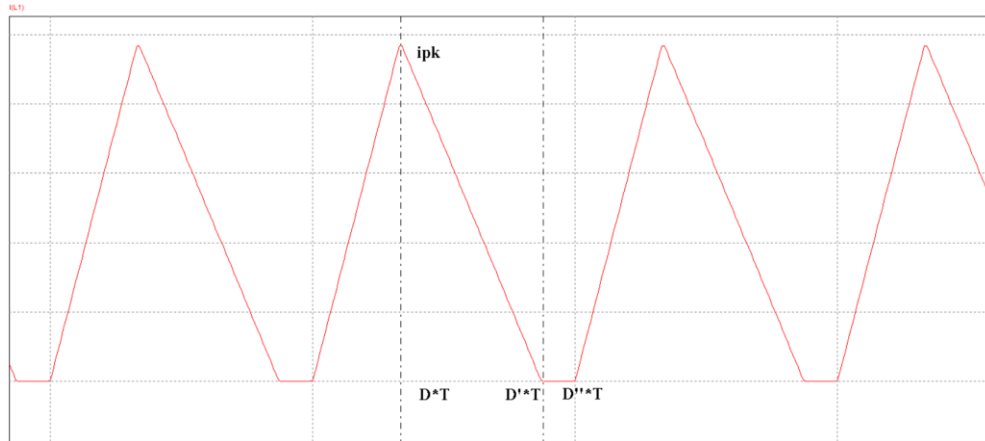


Ilustración 33 Corriente por la inductancia magnetizante
Fuente: Elaboración propia

Por lo que para el primer intervalo se cumple:

$$i_{pk} = \frac{V_g * D * T_s}{L} \quad (25)$$

Haciendo un balance de potencias a la entrada y la salida:

$$P_g = P_o \quad (26)$$

$$V_g * I_g = \frac{V_o^2}{R} \quad (27)$$

Se sabe que en el **intervalo 3**:

$$i_{c3}(t) = -\frac{v(t)}{R} \quad (28)$$

Aplicando régimen permanente en el condensador:

$$\bar{I}_C = -\frac{V_o}{R} * D + \frac{I * D'}{N} - \frac{V * D'}{R} - \frac{V * D''}{R} = 0 \quad (29)$$

Simplificando y haciendo uso de la ecuación 24, se llega a la misma expresión que la ecuación 22. Nótese que ahora el valor de D' no tiene por qué coincidir con el valor que se obtendría en MCC.

$$I = \frac{V_o * N}{R * D'} \quad (22)$$

Se halla I_g como el área encerrada en la curva en un período:

$$I_g = \frac{\text{área triángulo}}{T_s} = \frac{D * T_s * i_{pk}}{2 * T_s} = \frac{D * i_{pk}}{2} \quad (30)$$

Tomando como referencia el primer intervalo en la bobina:

$$i_{pk_g} = i_{pk_{Lm}} = \frac{V_g * D * T_s}{L_m} \quad (31)$$

El valor de corriente pico en la bobina y a la entrada, es el mismo, como puede verse en la siguiente gráfica (ver Ilustración 34).

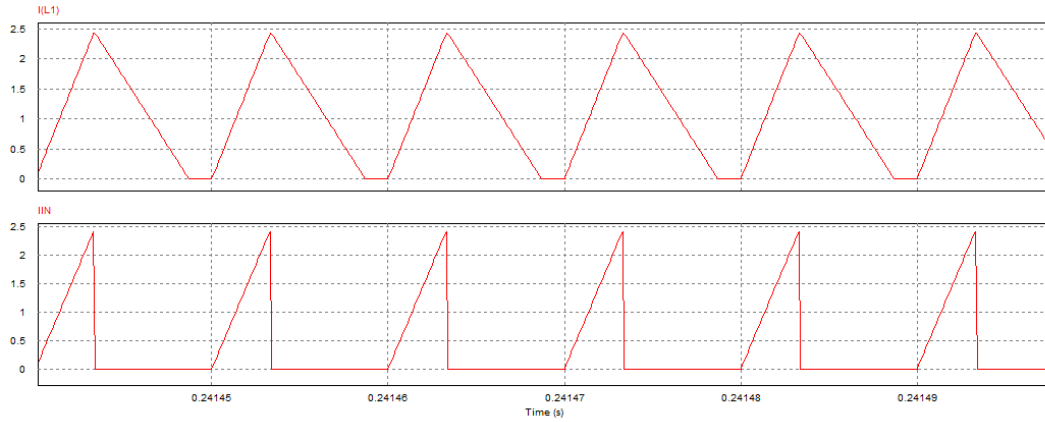


Ilustración 34 Intensidad pico en la bobina y a la entrada
Fuente: Elaboración propia

Sustituyendo 31 en 30:

$$I_g = \frac{D \cdot V_g \cdot D \cdot T_s}{2 \cdot L_m} = \frac{D^2 \cdot V_g \cdot T_s}{2 \cdot L_m} \quad (32)$$

Volviendo al balance de potencia:

$$V_g \cdot \frac{D^2 \cdot V_g \cdot T_s}{2 \cdot L_m} = \frac{V_o^2}{R}$$

$$\frac{D^2 \cdot V_g^2 \cdot T_s}{2 \cdot L_m} = \frac{V_o^2}{R}$$

Ecuación en régimen permanente para convertidor Flyback operando en MCD:

$$\frac{V_o}{V_g} = \sqrt{\frac{D^2 \cdot T_s \cdot R}{2 \cdot L_m}} = \frac{D}{\sqrt{\frac{2 \cdot L_m}{R \cdot T_s}}} = \frac{D}{\sqrt{K}} \quad (33)$$

Siendo $K = \frac{2 \cdot L_m}{R \cdot T_s}$ el **parámetro adimensional de carga**. Para asegurar que se está en MCD se tiene que cumplir la siguiente condición:

$K < K_{crit}$, donde $K_{crit} = \left(\frac{(1-D)}{N} \right)^2$ es el parámetro adimensional para la frontera y D es el ciclo de trabajo en MCC.

Si se representan las funciones de onda para el circuito en MCD se obtienen las siguientes gráficas (ver Ilustración 35) en PSIM.

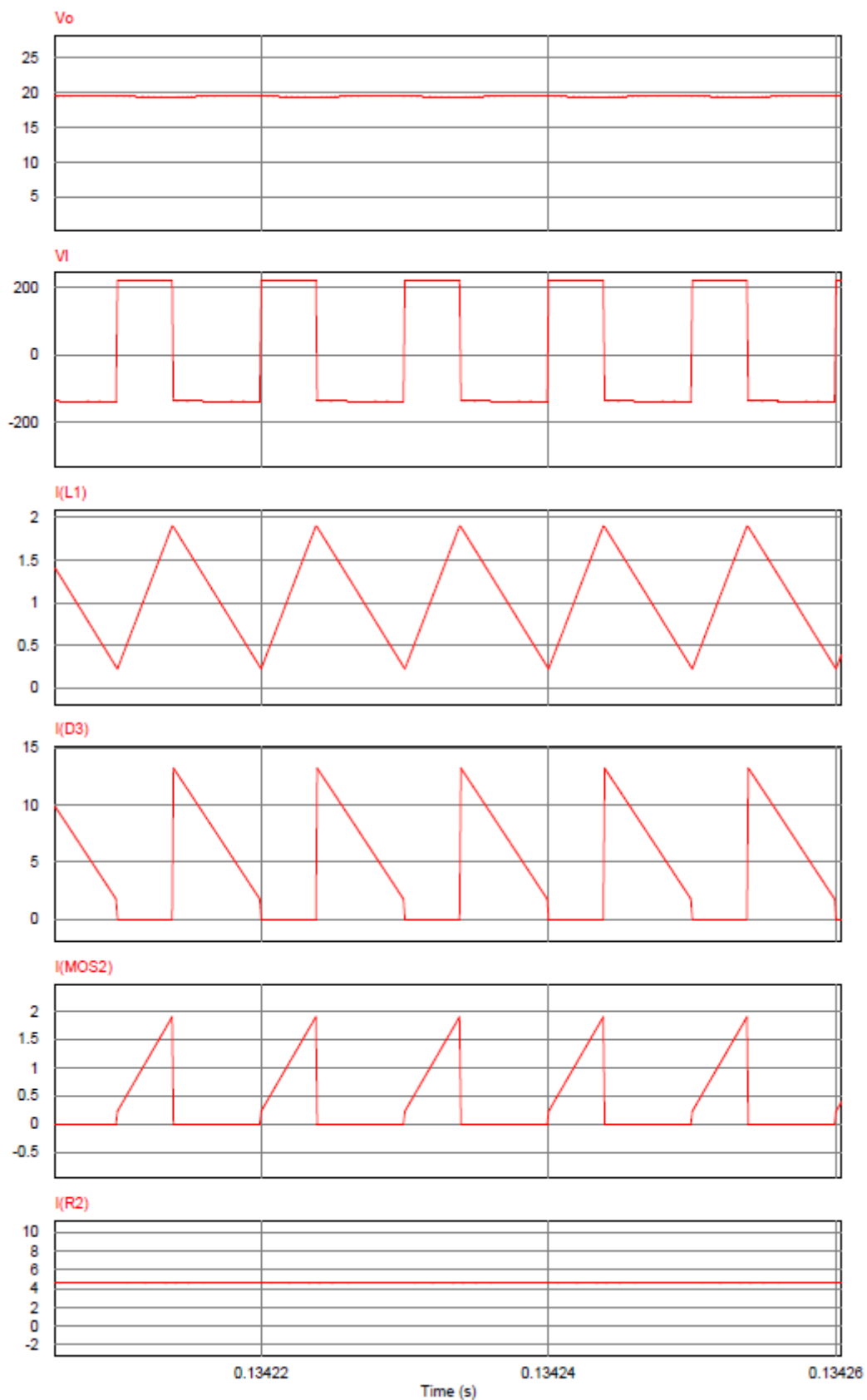


Ilustración 35 Formas de onda Flyback MCD simulado en PSIM

Fuente: Elaboración propia

3 Comparativa entre valores analíticos y simulados en PSIM para MCC.

Haciendo uso de las ecuaciones para MCC y la información de la Tabla 1, se halla el ciclo de trabajo D a partir de la ecuación 20.

$$D = \frac{V_o}{V_g * N + V_o} \quad (34)$$

$$D = \frac{19,5 \text{ V}}{\frac{220 \text{ V}}{7} + 19,5 \text{ V}} = 0,3829$$

Suponiendo que no hay pérdidas, se utiliza el balance de potencias de la ecuación 20:

$$P_g = P_o$$

$$I_g * V_g = P_o$$

$$I_g = \frac{P_o}{V_g} = \frac{90 \text{ W}}{220 \text{ V}} = 0,409 \text{ A}$$

Se halla el valor de la **inductancia para la frontera** a partir de la ecuación 32:

$$L_m = \frac{V_g * D^2 * T_s}{2 * I_g} \quad (35)$$

$$L_m = \frac{220 \text{ V} * 0,3829^2}{2 * 0,409 \text{ A} * 100000 \text{ Hz}} = 3,94 * 10^{-4} \text{ H} \cong 0,0004 \text{ H}$$

Este valor no puede ser utilizarlo para la simulación, porque no garantiza el MCC, por lo que para asegurar de que se cumpla, se debe aumentar la inductancia magnetizante y mantener el ciclo de trabajo que se ha calculado.

Elegimos un valor para la inductancia de $L_m = 0,0005 \text{ H}$.

Se calcula la **resistencia de carga mínima** con el valor de la potencia máxima a la salida:

$$R = \frac{V_o^2}{P} \quad (36)$$

$$R_{min} = \frac{19,5 \text{ V}^2}{90 \text{ W}} = 4,225 \Omega$$

Por último hace falta saber el valor del condensador que se debe poner, para hallarlo se utiliza la expresión del voltaje en el condensador:

$$dv_c = \frac{1}{C} \int i_c * dt \quad (37)$$

La expresión del **rizado de la tensión** se mantendrá tanto para MCC como para MCD debido a que la corriente por el condensador en el primer intervalo se calcula de la misma manera:

$$\Delta V = \Delta V_c = \frac{1}{C} \int_0^{DT_s} i_c(t) * dt = \frac{I_{c1} * D * T_s}{C} = \frac{V_o * D * T_s}{R * C} \quad (38)$$

Despejando C :

$$C = \frac{V_o * D * T_s}{\Delta V_o * R} \quad (39)$$

$$C = \frac{V_o * D * T_s}{\Delta V_o * R} = \frac{19.5 \text{ V} * 0.3829}{100000 \text{ Hz} * 0.01 * 19.5 \text{ V} * 4.225 \Omega} = 0,0000906 \text{ F}$$

Se recogen los parámetros calculados en la siguiente tabla (ver Tabla 2).

Tabla 2 Valores calculados analíticamente MCC

Fuente: Elaboración propia

R	4,225 Ω
L_m	0,0005 H
C	0,0000906 F
D	0,3829
D'	0,6171
I	1,068 A

Como puede apreciarse (ver Ilustración 31), los valores simulados y los valores calculados analíticamente son casi idénticos, por lo que se puede suponer correcto el estudio realizado.

4 Comparativa entre valores analíticos y simulados en PSIM para MCD.

Para MCD se debe hacer algo parecido con el valor de L_m , pero esta vez al contrario. Para poder garantizar que se trabaja en este modo, se tiene que elegir una L_m inferior a la inductancia para la frontera entre los modos de conducción.

Se elige un valor para la inductancia de $L_m = 0,0003 \text{ H}$. De este modo se cumple que:

$$K_{crit} = \left(\frac{(1-D)}{N} \right)^2 = \left(\frac{(1-0.3829)}{\frac{1}{7}} \right)^2 = 18,65$$

$$K = \frac{2 * L_m}{R * T_s} = \frac{2 * 0,0003 \text{ H} * 100000 \text{ Hz}}{4,225 \Omega} = 14,20$$

$$K < K_{crit}$$

Ahora sí que se puede asegurar que se opera en MCD.

Haciendo uso de la ecuación 33, se despeja el valor del **ciclo de trabajo** que hay que utilizar.

$$\frac{V_o}{V_g} = \sqrt{\frac{D^2 * T_s * R}{2 * L_m}} = \frac{D}{\sqrt{\frac{2 * L_m}{R * T_s}}} = \frac{D}{\sqrt{K}} \quad (33)$$

$$D = \frac{V_o}{V_g} * \sqrt{K} \quad (40)$$

$$D = \frac{19,5 \text{ V}}{220 \text{ V}} * \sqrt{14,20} = 0,334$$

Para poder hallar el valor de D' se iguala la expresión de I_d

$$I_d = \frac{V_o}{R} \quad (41)$$

$$I_d = \frac{i_{pk} * D' * T_s}{T_s * N} = \frac{1}{T_s} * \frac{V_g * D * T_s * D' * T_s}{L_m * 2} \quad (42)$$

Igualando las expresiones:

$$\frac{V_o}{R} = \frac{V_g * D * T_s * D'}{L_m * 2}$$

Despejando D' :

$$D' = \frac{V_o * L_m * 2}{R * V_g * D * T_s} \quad (43)$$

$$D' = \frac{19,5 * 0,0003 * 2 * 100000}{4,225 * 220 * 0,334} = 0,5383$$

Se halla el valor de **la corriente media por la bobina**:

$$I = \frac{V_o * N}{R * D'} \quad (44)$$

$$I = \frac{19,5 \text{ V}}{4,225 * 7 * 0,5383} = 1,225 \text{ A}$$

Por lo que para el MCD quedan los siguientes valores recogidos en la Tabla 3.

Tabla 3 Valores calculados analíticamente MCD

Fuente: Elaboración propia

R	4,225 Ω
L_m	0,0003 H
C	0,0000906 F
D	0,334
D'	0,538
D''	0,128
I	1,225 A

Como puede comprobarse (ver Ilustración 35), los valores obtenidos son idénticos a los calculados analíticamente, por lo que se asegura que alrededor del punto de trabajo que se ha determinado, las aproximaciones de régimen permanente y de pequeño rizado son válidas.

5 Circuito equivalente para MCC

El circuito equivalente que aparece a continuación es una representación circuital de las ecuaciones de valores medios que se han obtenido anteriormente. Este circuito equivalente permite la incorporación de otros elementos que modelen con más detalles el comportamiento del circuito, como resistencias parásitas de la bobina e interruptores y caídas de tensión en conducción de los diodos.

Bobina:

$$\bar{V}_L = V_g * D - \frac{V_o}{N} * D' = 0 \quad (19)$$

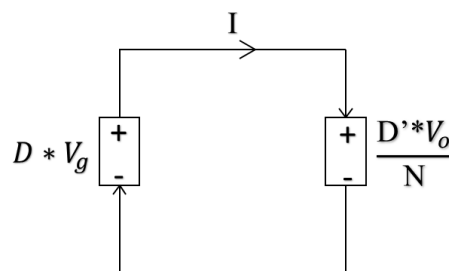


Ilustración 36 Circuito equivalente para la inductancia

Fuente: Elaboración propia

Condensador:

$$\bar{I}_C = -\frac{V_O}{R} * D + \frac{I * D'}{N} - \frac{V * D'}{R} = 0 \quad (21)$$

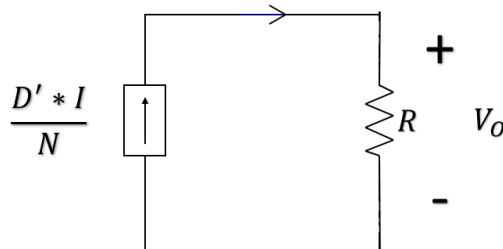


Ilustración 37 Circuito equivalente para el condensador

Fuente: Elaboración propia

Fuente:

$$\bar{I}_g = I * D \quad (23)$$

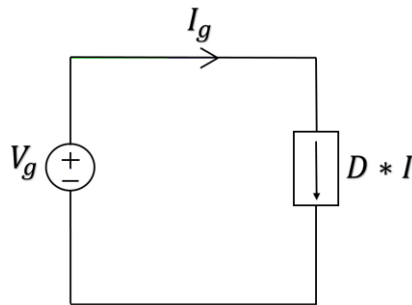


Ilustración 38 Circuito equivalente para la fuente

Fuente: Elaboración propia

Uniendo los tres circuitos en sólo uno, quedaría de la siguiente manera:

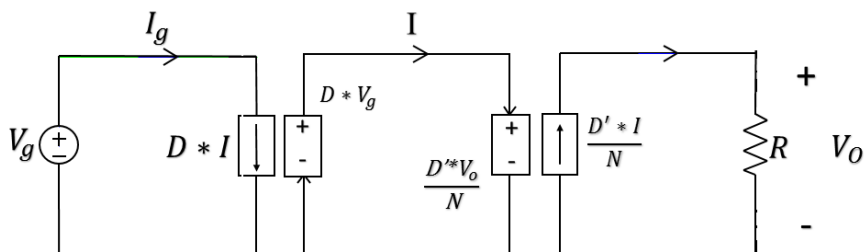


Ilustración 39 Circuito equivalente para convertidor Flyback

Fuente: Elaboración propia

Nótese que el circuito de la fuente y el de la bobina están unidos al tratarse del lado primario del transformador y por lo tanto no están aislados, mientras que el circuito del condensador sí que está aislado de los demás.

Este circuito se puede simplificar aún más si uno se percató de que se puede sustituir las fuentes dependientes del ciclo de trabajo por sus respectivos transformadores:

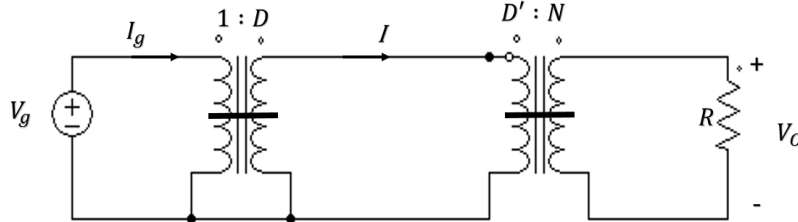


Ilustración 40 Circuito equivalente para convertidor Flyback

Fuente: Elaboración propia

6 Circuito equivalente para MCD

Para hallar el circuito equivalente en MCD es necesario hacer un estudio sobre el comportamiento del MOSFET y sobre el diodo.

Tomando valores promediados en el **MOSFET**, obtenemos la siguiente expresión:

$$V_{mosfet} = V_1 = 0 * D + \left(V_g + \frac{V_o}{N} \right) * D' + V_g * D'' \quad (45)$$

Agrupando términos:

$$V_1 = V_g * (D' + D'') + \frac{V_o}{N} * D'$$

$$V_1 = V_g * (1 - D) + \frac{V_o}{N} * D'$$

Además sabemos que D y D' están relacionados por la expresión:

$$D' = \frac{V_g * D * N}{V_o} \quad (43)$$

Por lo que sustituyendo en 45:

$$V_1 = V_g - V_g * D + \frac{V_o}{N} * \left(\frac{V_g * D * N}{V_o} \right)$$

$$V_1 = V_g \quad (46)$$

La **corriente media por el MOSFET** es igual a la corriente media a la entrada, por lo que:

$$I_{mosfet} = I_1 = I_g = \frac{D^2 * V_g * T_s}{2 * L_m} = \frac{D^2 * V_1 * T_s}{2 * L_m} \quad (47)$$

Tomamos valores promediados en el **diodo**:

$$V_{diodo} = V_2 = -(V_g * N + V) * D + 0 * D' - V * D'' \quad (48)$$

Agrupando términos:

$$V_2 = -V * (D + D'') - V_g * N * D$$

$$V_2 = -V * (1 - D') - V_g * N * D$$

Por lo que sustituyendo 43 en 48:

$$V_2 = -V * \left(1 - \frac{V_g * D * N}{V_o}\right) - V_g * N * D$$

$$V_2 = -V \quad (49)$$

La **corriente media por el diodo** se averigua a partir de la fórmula de valor medio para una señal:

$$I_2 = \frac{1}{T_s} * \int_t^{t+T_s} i_2(t) * dt = \frac{D' * i_{pk}}{2 * N} = \frac{D^2 * V_1^2 * T_s}{2 * L_m * V_2} \quad (50)$$

Una vez estudiado el comportamiento del MOSFET y del diodo, se puede expresar I_1 como la tensión en V_1 dividido por una resistencia efectiva $Re(D)$ que es función del ciclo de trabajo:

$$I_1 = \frac{V_1}{Re(D)} \quad (51)$$

Despejando $Re(D)$:

$$Re(D) = \frac{2 * L_m}{D^2 * T_s} \quad (52)$$

De igual manera se puede expresar la potencia a la entrada de la siguiente manera:

$$P_g = \frac{V_1^2}{Re(D)} = P_o = \frac{V_2^2}{R} \quad (53)$$

Como puede verse **$Re(D)$ no consume potencia** por lo que se denomina **Resistencia Libre de Pérdidas** o Loss Free Resistor, en inglés. Esta característica hace que no se pierda potencia entre el lado primario y el secundario del convertidor; el lado de entrada obedece la ley de Ohm y toda la potencia de entrada es transferida al lado de salida. Por lo que el circuito equivalente para MCD es el siguiente (ver Ilustración 41).

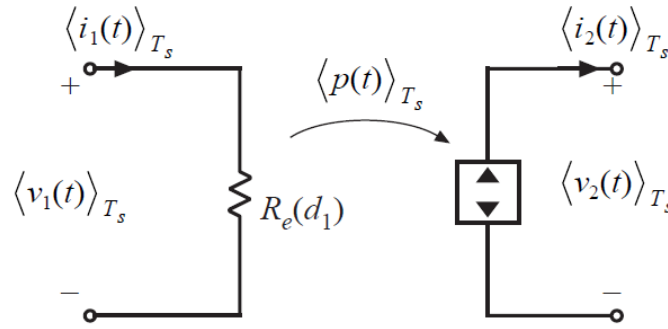


Ilustración 41 Circuito equivalente para convertidor Flyback en MCD LFR

Fuente: Elaboración propia

7 Estudio del convertidor con pérdidas en MCC

En este apartado y en el siguiente se estudiará el comportamiento del convertidor Flyback en CC/CC con pérdidas por conducción y no se tendrán en cuenta pérdidas por conmutación. Las pérdidas que se van a introducir son las siguientes:

Pérdidas en el MOSFET:

$$P_{mosfet} = I_{efmosfet}^2 * R_{on} \quad (54)$$

Donde R_{on} es la resistencia de conducción del MOSFET e $I_{efmosfet}$ es la corriente eficaz que circula por el MOSFET.

Pérdidas en la inductancia:

$$P_L = I_{efL}^2 * R_L \quad (55)$$

Donde R_L es la resistencia parásita por conducción en la bobina e I_{efL} es la corriente eficaz que circula por la bobina.

Pérdidas en el diodo:

$$P_{diodo} = V_d * I_{diodo} + R_d * I_{efdiodo}^2 \quad (56)$$

Donde V_d es el voltaje umbral del diodo, I_{diodo} es la corriente media por el diodo, R_d es la resistencia de conducción del diodo e $I_{efdiodo}$ es la corriente eficaz por el diodo.

Una vez caracterizadas las pérdidas en el convertidor, debemos reajustar las ecuaciones que se realizaron para cada intervalo de conducción.

Haciendo balance de potencias:

$$P_g = P_o + P_{mosfet} + P_L + P_{diodo} \quad (57)$$

$$V_g * I_g = \frac{V_o^2}{R} + I_{ef_{mosfet}}^2 * R_{on} + I_{ef_L}^2 * R_L + V_d * I_{diodo} + R_d * I_{ef_{diodo}}^2 \quad (58)$$

Donde $I_{ef_g} = I_{ef_{mosfet}}$ e $I_{diodo} = \frac{V}{R}$

Se calcula I_{ef_g} a partir de la fórmula del valor eficaz descrita anteriormente.

Se sabe que para el primer intervalo y **sin pérdidas**:

$$i_g(t) = i_{min} + \frac{V_g * D * T}{L * D * T} * t = i_{min} + \frac{V_g}{L} * t \quad (59)$$

Como la corriente por la bobina y por el MOSFET es idéntica en el intervalo 1:

$$i_{min} = I - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V * N}{R * D'} - \frac{V_g * D * T}{L_m * 2} \quad (60)$$

Como puede verse en la Ilustración 42:

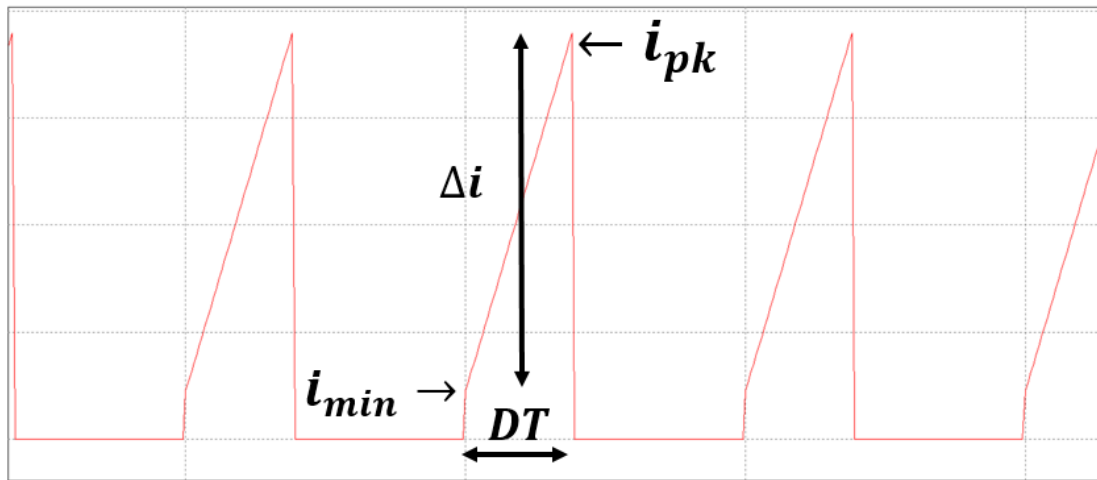


Ilustración 42 Forma de onda de $i_g(t)$ en MCC

Fuente: Elaboración propia

Se aproxima que i_{pk} con pérdidas y sin pérdidas son casi el mismo valor, dado que:

$$\begin{aligned} V_g &\gg R_{on} * I_{ef_{mosfet}} \\ V_g &\gg R_L * I_{ef_L} \end{aligned}$$

Por lo que si se introduce la expresión 59 en la ecuación del valor eficaz:

$$I_{efg} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} i_g^2(t) * dt}$$

$$I_{efg} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} \left(\frac{V*N}{R*D'} - \frac{V_g*D*T_s}{L_m*2} + \frac{V_g*t}{L} \right)^2 * dt} \quad (61)$$

Como se puede observar quedan términos bastante complejos pese a que se ha simplificado la influencia de las caídas de tensión en R_L y en R_{ON} . Se debe hacer una simplificación aún mayor, que facilite el manejo de la ecuación.

Se compara el valor de I_{efg} con I_g para saber cuánto distan entre sí, utilizando los valores simulados de la Tabla 2.

$$I_{efg} = \sqrt{100000 * \int_0^{D*T_s} (0,226 + 440000 * t)^2 * dt} = 0,726 A$$

$$I_g = I * D = 0,4 A$$

Como se puede ver la diferencia entre ambos valores es de 0,3 A; que si se pasa a términos de potencia, el error entre ambos resultados se elevaría al cuadrado. Se puede aproximar $I_{efg} \cong I_g = I_{mosfet}$ siendo conscientes del error en el cálculo que se está cometiendo, pero que para tener una idea general de la influencia de las pérdidas sobre el convertidor es más que suficiente. Esta aproximación es válida también para aproximar que el valor de $I_{efdiodo} \cong I_{diodo}$ e $I_{efL} \cong I$.

Reescribiendo el balance de potencias:

$$V_g * I_g = \frac{V_O^2}{R} + I_g^2 * R_{on} + I^2 * R_L + V_d * I_{diodo} + R_d * I_{diodo}^2 \quad (62)$$

Expresando todas las corrientes en función de I :

$$V_g * I * D = \frac{V_O^2}{R} + (I * D)^2 * R_{on} + I^2 * R_L + V_d * \frac{V_O}{R} + R_d * \left(\frac{V_O}{R} \right)^2 \quad (63)$$

Sustituyendo el valor de I por la ecuación 22:

$$\frac{V_g * V_O * N * D}{R * D'} = \frac{V_O^2}{R} + \left(\frac{V_O * N * D}{R * D'} \right)^2 * R_{on} + R_L * \left(\frac{V_O * N}{R * D'} \right)^2 + V_d * \frac{V_O}{R} + R_d * \left(\frac{V_O}{R} \right)^2 \quad (64)$$

Agrupando en términos de V_o :

$$V_o^2 \left(\frac{N^2 * D^2 * (R_{on} + \frac{R_L}{D^2})}{R^2 * D'^2} + \frac{1}{R} + \frac{R_d}{R^2} \right) + V_o \left(\frac{V_d}{R} - \frac{V_g * N * D}{R * D'} \right) = 0 \quad (65)$$

Se simplifica y se obtiene la **tensión a la salida con pérdidas para MCC**:

$$V_o = \frac{\left(-\frac{V_d}{R} + \frac{V_g * N * D}{R * D'} \right)}{\left(\frac{N^2 * D^2 * (R_{on} + \frac{R_L}{D^2})}{R^2 * D'^2} + \frac{1}{R} + \frac{R_d}{R^2} \right)} = \frac{\left(-V_d + \frac{V_g * N * D}{D'} \right)}{\left(\frac{N^2 * D^2 * (R_{on} + \frac{R_L}{D^2})}{R * D'^2} + 1 + \frac{R_d}{R} \right)} = \frac{(V_g * N * D - V_d * D')}{\left(\frac{N^2 * D^2 * (R_{on} + \frac{R_L}{D^2})}{R * D'} + D' + \frac{R_d * D'}{R} \right)} \quad (66)$$

8 Estudio del convertidor con pérdidas en MCD

Para este apartado se utilizarán también las pérdidas descritas en MCC, teniendo en cuenta únicamente las que se refieren a la conducción y no incluyendo las debidas a la conmutación.

Se parte del balance de potencia de la expresión 58:

$$V_g * I_g = \frac{V_o^2}{R} + I_{ef_{mosfet}}^2 * R_{on} + I_{ef_L}^2 * R_L + V_d * I_{diodo} + R_d * I_{ef_{diodo}}^2 \quad (58)$$

Donde $I_{ef_g} = I_{ef_{mosfet}}$ e $I_{diodo} = \frac{V}{R}$

Para el primer intervalo y **sin pérdidas**:

$$i_g(t) = i_{min} + \frac{V_g * D * T}{L_m * D * T} * t = \frac{V_g}{L_m} * t \quad (67)$$

Nótese que $i_g(t)$ ahora es una señal triangular, por lo que el valor eficaz se simplifica al ser $i_{min} = 0$ (ver Ilustración 43).

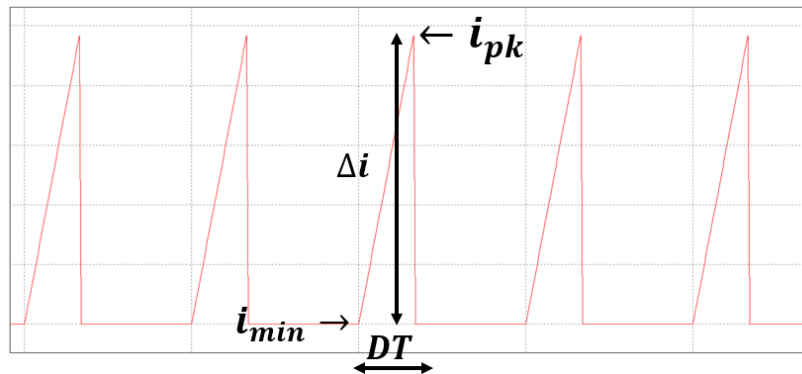


Ilustración 43 Forma de onda de $i_g(t)$ en MCC

Fuente: Elaboración propia

Aproximando que i_{pk} con pérdidas y sin pérdidas es casi el mismo valor, dado que:

$$\begin{aligned} V_g &\gg R_{on} * I_{ef_{mosfet}} \\ V_g &\gg R_L * I_{ef_L} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{ef_g} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} i_g^2(t) * dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} \left(\frac{V_g}{L_m} * t \right)^2 * dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \left(\frac{V_g}{L_m} \right)^2 * \frac{(D * T)^3}{3}} \\ I_{ef_g} &= \frac{V_g * T_s * D}{L_m} * \sqrt{\frac{D}{3}} = i_{pk} * \sqrt{\frac{D}{3}} \end{aligned} \quad (68)$$

$$\begin{aligned} I_g &= \frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} i_g(t) * dt = \frac{1}{T_s} * \int_0^{D*T_s} \frac{V_g}{L_m} * t * dt \\ I_g &= \frac{1}{T_s} * \left(\frac{V_g * (D*T_s)^2}{L_m * 2} \right) = \frac{V_g * D^2 * T_s}{L_m * 2} = \frac{i_{pk} * D}{2} \end{aligned} \quad (69)$$

De igual modo $i_{diodo}(t)$ es igual a la corriente por la bobina en el segundo intervalo, pero dividido por la relación de transformación:

$$i_{diodo}(t) = \frac{i(t)}{N} \quad (70)$$

Evaluyendo entre $D * T_s < t < T_s * (D + D')$

$$i_{diodo}(t) = \frac{i_{pk}}{N} - \left(\frac{\frac{V_o}{N * L_m}}{N} \right) * t = \frac{V_o}{N^2 * L_m} * (D' * T_s + (D * T_s - t)) \quad (71)$$

Si se evalúa entre $0 < t < D' * T_s$

$$i_{diodo}(t) = \frac{V_o}{N^2 * L_m} * (D' * T_s - t) \quad (72)$$

$$I_{ef_{diodo}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \int_{D*T_s}^{D*T_s+D'*T_s} i_{diodo}^2(t) * dt}$$

$$I_{ef_{diodo}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \int_0^{D'*T_s} i_{diodo}^2(t) * dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} * \int_0^{D'*T_s} \left(\frac{V_o}{N^2 * L_m} * (D' * T_s - t) \right)^2 * dt}$$

$$I_{ef_{diodo}} = \sqrt{\frac{V_o^2}{T_s * N^4 * L_m^2} * \int_0^{D'*T_s} (D' * T_s - t)^2 * dt}$$

$$I_{ef\ diodo} = \sqrt{\frac{V_o^2 * (D' * T_s)^3}{T_s * N^4 * L_m^2 * 3}} = \frac{V_o * D' * T_s}{N^2 * L_m} * \sqrt{\frac{D'}{3}} = \frac{i_{pk}}{N} * \sqrt{\frac{D'}{3}} \quad (73)$$

Se sabe que $i(t)$ se comporta en el primer intervalo como la corriente por el MOSFET y en el segundo intervalo se comporta como la corriente por el diodo pero multiplicada por la relación de transformación. Por lo que:

$$\begin{aligned} I_{ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} * \left(\int_0^{D * T_s} i_g^2(t) * dt + \int_{D * T_s}^{D' * T_s} (i_{diodo}(t) * N)^2 * dt \right)} \\ &= \frac{1}{T_s} * \left(\left(\frac{V_g}{L_m} \right)^2 * \frac{(D * T)^3}{3} + \frac{V_o^2 * (D' * T_s)^3}{N^2 * L_m^2 * 3} \right) \\ I_{ef} &= \sqrt{\frac{1}{T_s} * \left(\frac{V_g^2}{L_m^2} * \frac{(D * T_s)^3}{3} + \frac{V_o^2 * (D' * T_s)^3}{N^2 * L_m^2 * 3} \right)} = \sqrt{\frac{T_s^2}{L_m^2 * 3} \left(V_g^2 * D^3 + V_o^2 * \frac{D'^3}{N^2} \right)} \\ I_{ef} &= \sqrt{\frac{i_{pk}^2}{3} (D + D')} \end{aligned} \quad (74)$$

Volviendo al balance de potencias:

$$\begin{aligned} V_g * I_g &= \frac{V_o^2}{R} + I_{ef\ mosfet}^2 * R_{on} + I_{ef\ L}^2 * R_L + V_d * I_{diodo} + R_d * I_{ef\ diodo}^2 \\ V_g * \frac{i_{pk} * D}{2} &= \frac{V_o^2}{R} + \left(i_{pk} * \sqrt{\frac{D}{3}} \right)^2 * R_{on} + \left(\sqrt{\frac{i_{pk}^2}{3} (D + D')} \right)^2 * R_L + V_d * \frac{V_o}{R} + R_d * \left(\frac{i_{pk}}{N} * \sqrt{\frac{D'}{3}} \right)^2 \end{aligned} \quad (58)$$

Asumiendo que D' casi no varía su valor al introducir las pérdidas, por lo que se puede sustituir:

$$D' = \frac{V_o * L_m * 2}{R * V_g * D * T_s} \quad (59)$$

Agrupando términos se llega a la expresión:

$$i_{pk}^2 * \left[\frac{D * R_{on}}{3} - \frac{L_m}{2 * T_s} + \frac{R_L * D}{3} \right] + V_o \left[\frac{V_d}{R} + \frac{R_d * i_{pk} * 2}{N * R * 3} + \frac{R_L * i_{pk} * N * 2}{R * 3} \right] + \frac{V_o^2}{R} = 0 \quad (75)$$

Como se puede ver se obtiene una ecuación de segundo grado para la tensión a la salida. De los dos valores obtenidos de esta ecuación, sólo uno es válido:

$$A = \frac{1}{R}$$

$$B = \left[\frac{V_d}{R} + \frac{R_d * i_{pk} * 2}{N * R * 3} + \frac{R_L * i_{pk} * N * 2}{R * 3} \right]$$

$$C = i_{pk}^2 * \left[\frac{D * R_{on}}{3} - \frac{L_m}{2 * T_s} + \frac{R_L * D}{3} \right]$$

$$V_O = \frac{-B + \sqrt{B^2 - 4 * A * C}}{2 * A} \quad (76)$$

9 Comprobación mediante simulación en PSIM

Para comprobar la validez de las ecuaciones y ver cuánto error se ha cometido haciendo las aproximaciones explicadas anteriormente, se van a representar gráficamente diferentes valores para las pérdidas y ver cuánto se ha distanciado del valor aproximado.

1 Comparativa para MCC:

$$V_O = \frac{\left(-\frac{V_d}{R} + \frac{V_g * N * D}{R * D'} \right)}{\left(\frac{N^2 * D^2 * \left(R_{on} + \frac{R_L}{D^2} \right)}{R^2 * D'^2} + \frac{1}{R} + \frac{R_d}{R^2} \right)} = \frac{\left(-V_d + \frac{V_g * N * D}{D'} \right)}{\left(\frac{N^2 * D^2 * \left(R_{on} + \frac{R_L}{D^2} \right)}{R * D'^2} + 1 + \frac{R_d}{R} \right)} = \frac{(V_g * N * D - V_d * D')}{\left(\frac{N^2 * D^2 * \left(R_{on} + \frac{R_L}{D^2} \right)}{R * D'} + D' + \frac{R_d * D'}{R} \right)} \quad (66)$$

En la siguiente tabla (ver Tabla 4) se presentan los valores obtenidos, mediante el uso de la expresión 66 y mediante simulación en PSIM, de la tensión a la salida del convertidor. Para calcular dicha tabla se han despreciado la influencia de las demás pérdidas y únicamente se ha variado el parámetro que se quiere estudiar. Es decir, si por ejemplo se varía R_{on} , el resto de pérdidas serán nulas. Se ha adjuntado además el error porcentual cometido entre el valor simulado por PSIM y el cálculo analítico para cada dato.

Tabla 4 Influencia de las pérdidas por conducción en V_O
Fuente: Elaboración propia

CC/CC MCC																
Ron(Ω)	V	Vsim	Error (%)	Rd(Ω)	V	Vsim	Error (%)	RL(Ω)	V	Vsim	Error (%)	Vd	V	Vsim	Error (%)	Videal
5	19,31	19,01	1,58	5	8,93	7,37	21,17	5	18,33	18,3	0,16	0,7	18,8	18,77	0,16	19,5
2	19,42	19,28	0,73	2	13,23	11,56	14,45	2	19,01	18,99	0,11					19,5
1	19,46	19,38	0,41	1	15,76	14,07	12,01	1	19,25	19,23	0,10					19,5
0,5	19,48	19,42	0,31	0,5	17,43	16,34	6,67	0,5	19,37	19,35	0,10					19,5
0,25	19,49	19,45	0,21	0,25	18,41	17,71	3,95	0,25	19,43	19,41	0,10					19,5
0,1	19,497	19,46	0,19	0,1	19,05	18,75	1,60	0,1	19,47	19,45	0,10					19,5
0,05	19,499	19,47	0,15	0,05	19,27	19,1	0,89	0,05	19,48	19,46	0,10					19,5
0,005	19,5	19,47	0,15	0,005	19,47	19,43	0,21	0,005	19,49	19,47	0,10					19,5

Para obtener una mejor visión de cómo de fiable han sido las aproximaciones realizadas y para así determinar si las simplificaciones planteadas anteriormente han sido apropiadas o no, se han dispuesto los valores de la Tabla 4 en las siguientes gráficas.

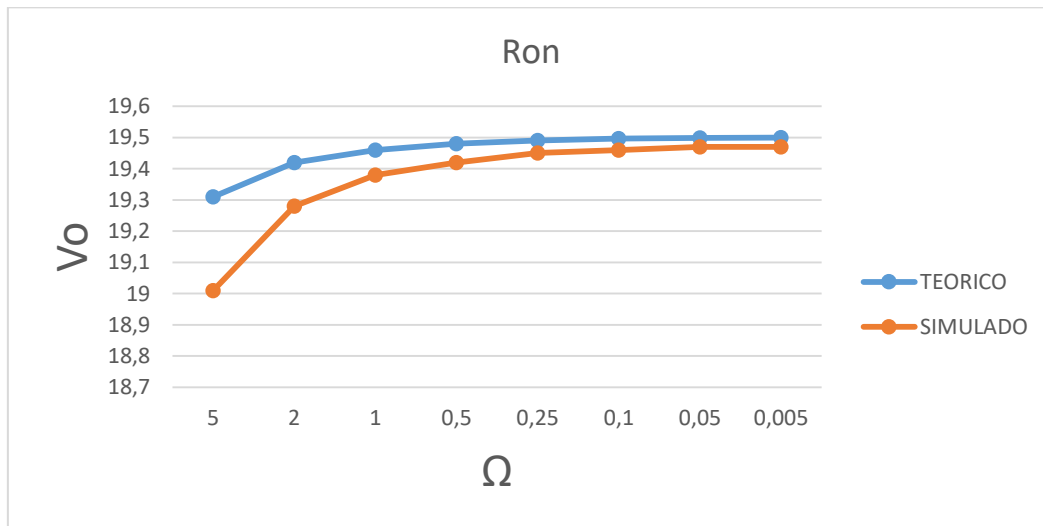


Ilustración 44 Comparativa de la influencia de R_{on} en la tensión a la salida del convertidor

Fuente: Elaboración propia

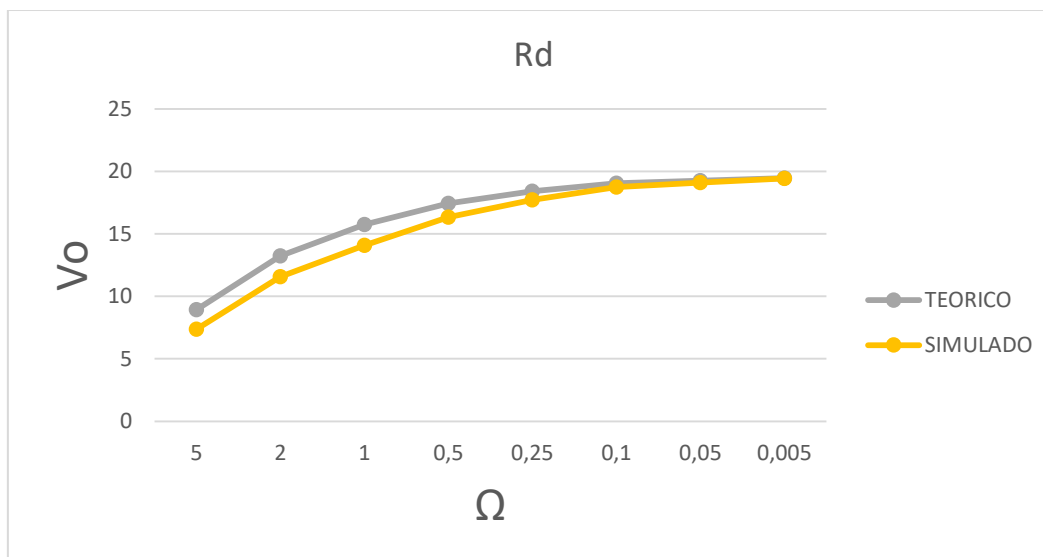


Ilustración 45 Comparativa de la influencia de R_d en la tensión a la salida del convertidor

Fuente: Elaboración propia

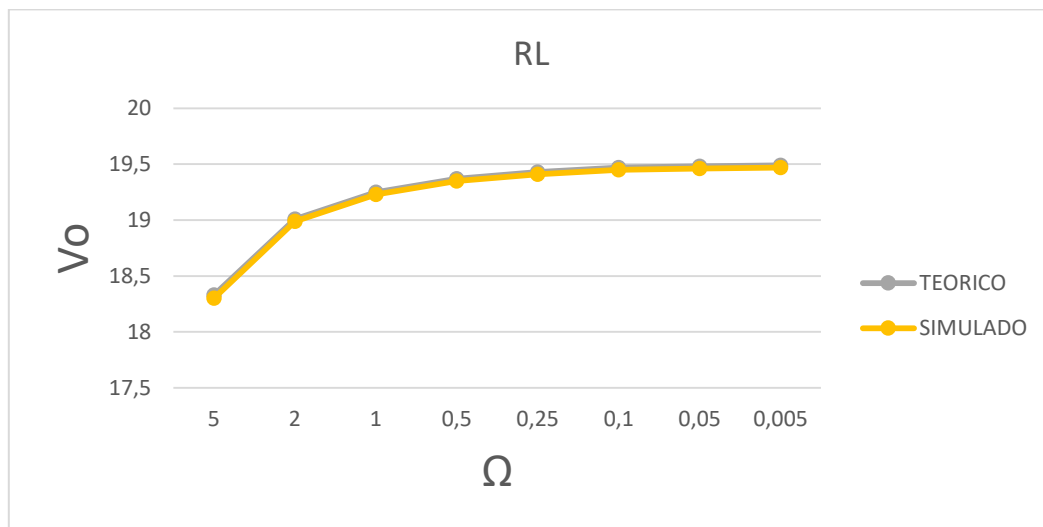


Ilustración 46 Comparativa de la influencia de RL en la tensión a la salida del convertidor

Fuente: Elaboración propia

De estas gráficas se obtiene bastante información:

- Las aproximaciones y simplificaciones tomadas anteriormente se pueden considerar correctas siempre que se acoten bien los parámetros que se van a manejar.
- El parámetro que más hay que vigilar es R_d , pequeñas variaciones en su valor ocasionan una pérdida de tensión a la salida más que notable.
- La influencia de R_{on} y R_L es casi despreciable, por lo que haber asumido que $V_g \gg R_{on} * I_{ef_{mosfet}}$ y que $V_g \gg R_L * I_{ef_L}$ es perfectamente válido. Se requiere aumentar significativamente sus valores (del orden de 5Ω) para obtener una caída de tensión de 1 V a la salida.

Como medida de precaución se considerarán válidos los siguientes rangos para las pérdidas:

$$\begin{aligned} 0 < R_{on} < 2 \Omega \\ 0 < R_d < 0,25 \Omega \\ 0 < R_L < 1 \Omega \end{aligned}$$

Como caso práctico se comprueba el rendimiento obtenido para un caso ejemplo en el que se tienen los siguientes valores para las pérdidas: $R_{on} = 0,05 \Omega$; $R_d = 0,05 \Omega$; $R_L = 0,001 \Omega$; $V_d = 0,7 V$

$$\begin{aligned} V_{o\text{teórica}} &= 18,57 V \\ V_{o\text{simulada}} &= 18,41 V \\ P_O &= \frac{V_o^2}{R} \\ P_{o\text{teórica}} &= \frac{(18,57 V)^2}{4,225 \Omega} = 81,62 W \end{aligned}$$

$$P_{o\text{ simulada}} = \frac{(18,41 \text{ V})^2}{4,225 \Omega} = 80,21 \text{ W}$$

Calculando el rendimiento del convertidor para este ejemplo:

$$\eta_{teorico}(\%) = \frac{P_{o\text{ teorica}}}{P_e} * 100 = \frac{81,62 \text{ W}}{90 \text{ W}} * 100 = 90,68 \%$$

$$\eta_{simulado}(\%) = \frac{P_{o\text{ simulada}}}{P_e} * 100 = \frac{80,21 \text{ W}}{90 \text{ W}} * 100 = 89,12 \%$$

2 Comparativa para MCD:

$$i_{pk}^2 * \left[\frac{D * R_{on}}{3} - \frac{L_m}{2 * T_s} + \frac{R_L * D}{3} \right] + V_o \left[\frac{V_d}{R} + \frac{R_d * i_{pk}^2}{N * R * 3} + \frac{R_L * i_{pk}^2 * N * 2}{R * 3} \right] + \frac{V_o^2}{R} = 0 \quad (75)$$

En la siguiente tabla (ver Tabla 5) se presentan los valores obtenidos, mediante el uso de la expresión 75 y mediante simulación en PSIM, de la tensión a la salida del convertidor. Para calcular dicha tabla se han despreciado la influencia de las demás pérdidas y únicamente se ha variado el parámetro que se quiere estudiar. Es decir, si por ejemplo se varía Ron, el resto de pérdidas serán nulas. Se ha adjuntado además el error porcentual cometido entre el valor simulado por PSIM y el cálculo analítico para cada dato.

Tabla 5 Influencia de las pérdidas por conducción en Vo
Fuente: Elaboración propia

CC/CC MCD																
Ron(Ω)	V	Vsim	Error (%)	Rd(Ω)	V	Vsim	Error (%)	RL(Ω)	V	Vsim	Error (%)	Vd	V	Vsim	Error (%)	Videal
5	19,13	18,96	0,90	5	6,018	6,99	13,91	5	18,55	18,41	0,76	0,7	19,15	18,77	2,02	19,5
2	19,35	19,28	0,36	2	11,17	11,77	5,10	2	19,12	19,05	0,37					19,5
1	19,42	19,39	0,15	1	14,6	14,85	1,68	1	19,3	19,27	0,16					19,5
0,5	19,46	19,44	0,10	0,5	16,84	16,92	0,47	0,5	19,4	19,38	0,10					19,5
0,25	19,48	19,47	0,05	0,25	18,12	18,14	0,11	0,25	19,45	19,44	0,05					19,5
0,1	19,491	19,48	0,06	0,1	18,93	18,93	0,00	0,1	19,47	19,47	0,00					19,5
0,05	19,495	19,49	0,03	0,05	19,21	19,21	0,00	0,05	19,48	19,48	0,00					19,5
0,005	19,498	19,49	0,04	0,005	19,47	19,47	0,00	0,005	19,49	19,49	0,00					19,5

Para obtener una mejor visión de cómo de fiable han sido las aproximaciones y para así determinar si las simplificaciones planteadas anteriormente han sido apropiadas o no, se han dispuesto los valores de la Tabla 5 en las siguientes gráficas.

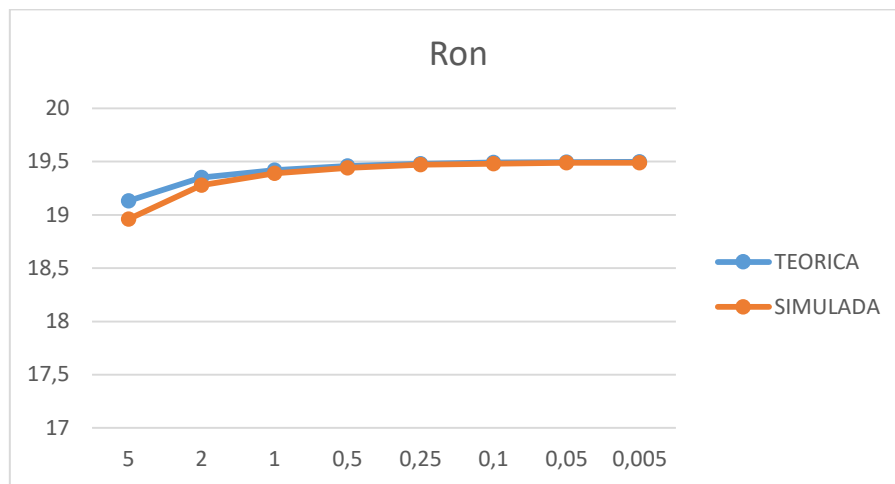


Ilustración 47 Comparativa de la influencia de R_{on} en la tensión a la salida del convertidor
Fuente: Elaboración propia

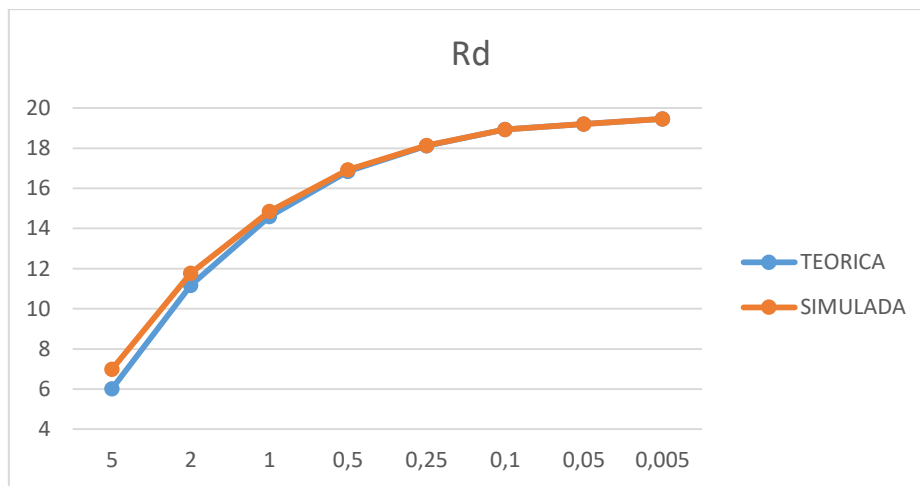


Ilustración 48 Comparativa de la influencia de R_d en la tensión a la salida del convertidor
Fuente: Elaboración propia

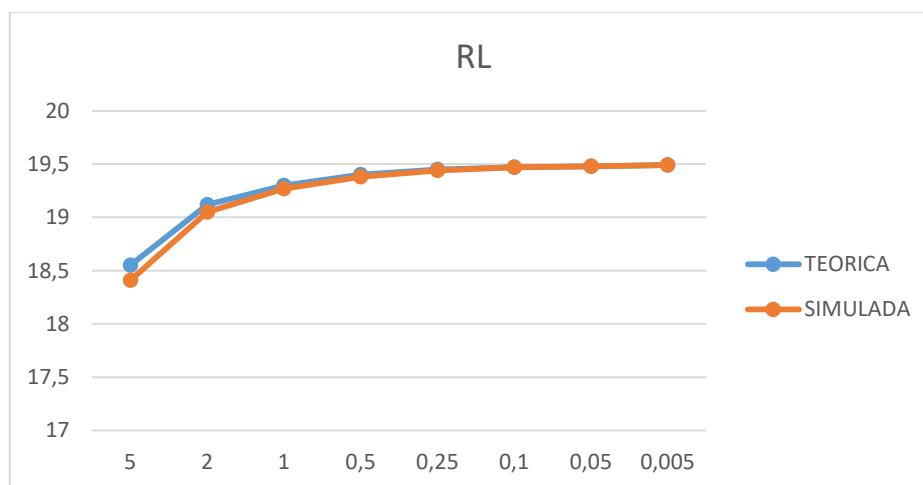


Ilustración 49 Comparativa de la influencia de R_L en la tensión a la salida del convertidor
Fuente: Elaboración propia

De estas gráficas se obtiene bastante información:

- Las aproximaciones y simplificaciones tomadas anteriormente se pueden considerar correctas siempre que se acoten bien los parámetros que se van a manejar.
- El parámetro que más hay que vigilar es R_d , al igual que en MCC, pequeñas variaciones en su valor ocasionan una pérdida de tensión a la salida más que notable.
- La influencia de R_{on} y R_L es casi despreciable, por lo que haber asumido que $V_g \gg R_{on} * I_{ef_{mosfet}}$ y que $V_g \gg R_L * I_{ef_L}$ es perfectamente válido. Se requiere aumentar significativamente sus valores (del orden de 2Ω) para obtener una caída de tensión de 1 V a la salida.

Como medida de precaución se considerarán válidos los siguientes rangos para las pérdidas:

$$\begin{aligned} 0 < R_{on} < 2 \Omega \\ 0 < R_d < 0,1 \Omega \\ 0 < R_L < 1 \Omega \end{aligned}$$

Como caso práctico se calcula el rendimiento que se obtendría para un caso ejemplo en el que se tienen los siguientes valores para las pérdidas: $R_{on} = 0,05 \Omega$; $R_d = 0,05 \Omega$; $R_L = 0,001 \Omega$; $V_d = 0,7 V$

$$\begin{aligned} V_{o\text{teórica}} &= 18,86 V \\ V_{o\text{simulada}} &= 18,49 V \\ P_o &= \frac{V_o^2}{R} \\ P_{o\text{teórica}} &= \frac{(18,86 V)^2}{4,225 \Omega} = 84,18 W \\ P_{o\text{simulada}} &= \frac{(18,49 V)^2}{4,225 \Omega} = 80,92 W \end{aligned}$$

Calculando el rendimiento del convertidor para este ejemplo:

$$\begin{aligned} \eta_{teórico}(\%) &= \frac{P_{o\text{teórica}}}{P_e} * 100 = \frac{84,18 W}{90 W} * 100 = 93,53 \% \\ \eta_{simulado}(\%) &= \frac{P_{o\text{simulada}}}{P_e} * 100 = \frac{80,92 W}{90 W} * 100 = 89,91 \% \end{aligned}$$

Si se comparan los rendimientos obtenidos para ambos modos de conducción se puede apreciar que el rendimiento obtenido para MCD es ligeramente mejor que para MCC.

4 Estudio en régimen permanente del convertidor Flyback operando en MCD con ciclo de trabajo fijo para CA/CC

Una vez realizado el estudio del convertidor para CC/CC y teniendo una idea clara del funcionamiento del convertidor, es el momento de pasar al modelo que se desea controlar en CA/CC.

1 Cálculo analítico

Suponiendo a la entrada una tensión V_{gef} que se obtiene por medio de la rectificación de la tensión sinusoidal a la entrada V_g a través de un rectificador de onda completa, reajustamos las ecuaciones para MCD.

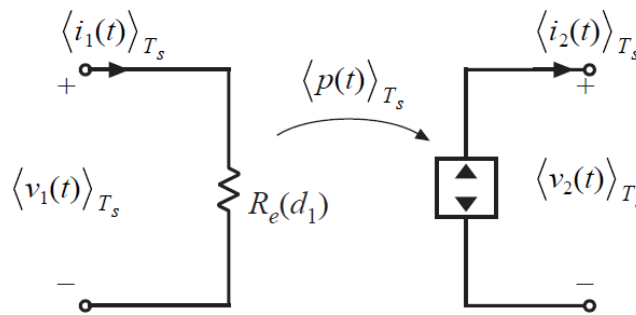


Ilustración 50 Circuito equivalente para convertidor Flyback en MCD LFR

Fuente: Elaboración propia

La tensión de entrada rectificada sigue la siguiente forma de onda:

$$v_g(t) = V_{pk} * |\sin wt| \quad (77)$$

Por lo que la corriente promediada a la entrada sigue la siguiente expresión

$$\langle i_g(t) \rangle = \frac{V_{pk} * |\sin wt|}{R_e(D)} \quad (78)$$

La potencia instantánea:

$$P(t) = v_g(t) * \langle i_g(t) \rangle = \frac{V_{gpk}^2 * |\sin^2 wt|}{R_e(D)} = \frac{V_{gpk}^2 * (1 - \cos 2wt)}{2 * R_e(D)} = \frac{V_{grms}^2 * (1 - \cos 2wt)}{R_e(D)} \quad (79)$$

Donde la **componente en continua** de la potencia es:

$$P_{av} = \frac{V_{gpk}^2}{2 * R_e(D)} = \frac{V_{grms}^2}{R_e(D)} \quad (80)$$

Y la **componente en alterna** de la potencia es:

$$P_{ac} = \frac{V_{g_{rms}}^2}{R_e(D)} (-\cos 2\omega t) \quad (81)$$

Con un condensador lo suficientemente grande a la salida para filtrar la corriente, V_{2rms} es esencialmente igual a la componente continua de la tensión a la salida, debido a que la **componente de alterna es absorbida por el condensador**. Es interesante esta ecuación dado que es la misma que si tuviéramos un convertidor CC/CC Flyback operando en MCD.

Por lo tanto, la tensión continua a la salida en un convertidor Flyback operando en MCD es una **función lineal** que depende del ciclo de trabajo y de los valores eficaces de la tensión en alterna.

Se sabe que el convertidor Flyback operando en MCD se puede sustituir por un LFR, de modo que **toda la potencia a la entrada es transmitida a la salida**:

$$\frac{V_{1rms}^2}{R_e(D)} = \frac{V_{g_{rms}}^2}{R_e(D)} = \frac{V_{2rms}^2}{R}$$

La **relación entre el lado de entrada y de salida** estará determinada por:

$$\frac{V_{2rms}}{V_{1rms}} = \sqrt{\frac{R}{R_e}} \quad (82)$$

Para el caso del convertidor Flyback, se puede simplificar sustituyendo 33 en 82:

$$\frac{V_o}{V_g} = \sqrt{\frac{D^2 * T_s * R}{2 * L_m}} = \frac{D}{\sqrt{\frac{2 * L_m}{R * T_s}}} = \frac{D}{\sqrt{K}} \quad (33)$$

Se deduce por tanto que la expresión que relaciona la tensión a la salida con el valor a la entrada en el **convertidor Flyback operando en MCD CA/CC** es la siguiente:

$$V_{2rms} = \frac{V_{1rms} * D}{\sqrt{K}} \quad (83)$$

1 Rizado de la tensión a la salida:

Con un condensador suficientemente grande a la salida C , el rizado del voltaje pico de la tensión a la salida (ΔV), es pequeño comparado con la componente continua (V_o). La fuente de potencia $P(t)$ opera entonces con un voltaje cercano a ser constante y la corriente a la salida es:

$$\Delta V \ll V_o$$

$$i_2(t) \cong \frac{P(t)}{V} = \frac{V_{1rms}^2 * (1 - \cos 2\omega t)}{R_e * V} \quad (84)$$

Con un rizado pequeño, los componentes de alterna de $i_2(t)$ fluyen esencialmente a través del condensador de filtro de salida (C), mientras que los términos de continua son absorbidos por la carga. Por lo tanto, la corriente por el condensador de salida es:

$$C * \frac{dv_2(t)}{dt} = - \frac{V_{1rms}^2 * \cos 2\omega t}{R_e * V_o} \quad (85)$$

La magnitud del rizado se puede encontrar integrando y sustituyendo:

$$\Delta V = \frac{V_o}{2 * \omega * R * C} \quad (86)$$

Esta aproximación es válida porque se asume que $2\omega RC \gg 1$. La **frecuencia natural** que se elija debe ser **mucho más lenta que la frecuencia del segundo armónico 2ω** .

2 Diseño del convertidor CA/CC:

Para garantizar que el convertidor operará en MCD se debe asegurar que se cumplan una serie de condiciones:

$$\begin{aligned} D' &< 1 - D \\ D'(t) &= \frac{D * v_g(t) * N}{v(t)} \\ D \left(1 + \frac{v_g(t) * N}{v(t)} \right) &< 1 \\ D &< \frac{1}{\left(1 + \frac{v_g(t) * N}{v(t)} \right)} \end{aligned}$$

El ciclo de trabajo D , el voltaje de salida V_o y la relación de transformación, son todos asumidos como constantes. Sin embargo, el voltaje de entrada $v_g(t)$ es la rectificación de la senoide que varía entre 0 y V_{gpk} . Por lo tanto, el convertidor siempre operará en discontinuo si cumple:

$$D < \frac{1}{\left(1 + \frac{V_{gpk} * N}{V_o} \right)} \quad (87)$$

Para la solución de un convertidor estable, se puede determinar el ciclo de trabajo que produce el voltaje V_o que se desea a la salida y siendo V_{gpk} el voltaje pico a la entrada:

$$D = \frac{V_o * \sqrt{2 * K}}{V_{gpk}} \quad (88)$$

Donde:

$$K = \frac{2 * L_m}{R * T_s}$$

Sustituyendo el valor de D se obtiene:

$$K < K_{crit} = \frac{1}{2 * \left(N + \frac{V_o}{V_{gpk}} \right)^2} \quad (89)$$

$$L_m < L_{mcrit} = \frac{R \cdot T_s}{4 \cdot \left(N + \frac{V_o}{V_{gpk}}\right)^2} \quad (90)$$

El peor caso se daría cuando se tiene una carga R mínima (máxima potencia de salida) y mínimo voltaje pico V_{gpk} . Por lo tanto, la inductancia L_m que hay que elegir, debe cumplir:

$$L_m < L_{mcrit} = \frac{R_{min} \cdot T_s}{4 \cdot \left(N + \frac{V_o}{V_{gpkmin}}\right)^2} \quad (91)$$

La corriente eficaz viene determinada por la siguiente ecuación:

$$I_{Trms} \cong \frac{V_{pk} \cdot D \cdot T_s}{L_m} * \sqrt{\frac{D}{6}} \quad (92)$$

El MOSFET se comporta mejor con un voltaje de alterna mínimo y máxima potencia en la carga, su voltaje de bloqueo es:

$$V_{Tb} = \frac{V}{N} + V_{pkmax} \quad (93)$$

La corriente eficaz por el diodo viene determinada por:

$$I_{Drms} \cong \frac{2}{3} * (2 * K * N^2)^{0,75} * \frac{V \cdot T_s}{L_m \cdot N^2} * \sqrt{\frac{1}{\pi}} \quad (94)$$

Siendo máxima cuando se tiene máxima corriente en la carga. El voltaje de bloqueo del diodo es:

$$V_{Db} = V + V_{pkmax} * N \quad (95)$$

El esquema para el convertidor es ahora el de la Ilustración 51:

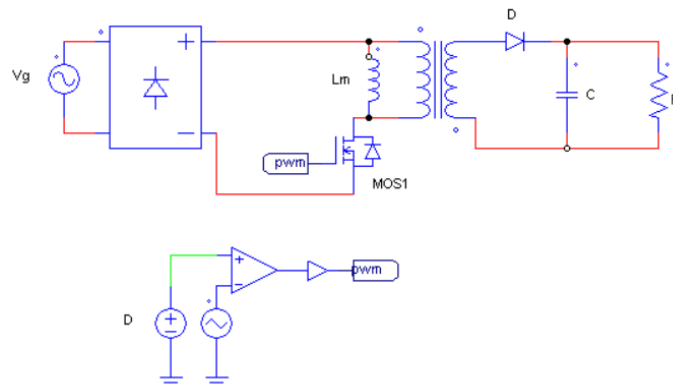


Ilustración 51 Convertidor Flyback CA/CC

Fuente: Elaboración propia



Con todos los componentes ya caracterizados, se puede elaborar una tabla que recoja toda la información importante y que ayude a decidir cuál es la mejor alternativa de diseño (ver Tabla 6 y Tabla 7). Los valores utilizados para las especificaciones del convertidor se han escogido iguales a los datos de un cargador para portátil.

Tabla 6 Especificaciones deseadas para convertidor Flyback MCD CA/CC

Fuente: Elaboración propia

V_{grms} mínimo	100 v
V_{grms} máximo	240 v
V_o nominal	19,5 v
P_o mínima	20 w
P_o máxima	90 w
f_{switch}	100000 Hz
R_{min}	4,225 Ω
R_{max}	19,0125 Ω
T_s	0,00001 S
V_{gpk} mínimo	141,421356 v
V_{gpk} máximo	339,411255 v
V_{gav} máximo	216,075916 v
V_{gav} mínimo	90,0316316 v
$\Delta V(\%)$	1%

La franja coloreada de amarillo serán los valores que se van a utilizar para la simulación y se han elegido porque ofrecen un compromiso equilibrado entre las corrientes y tensiones de bloqueo entre el primario y el secundario.

Nótese que para la misma relación de transformación que se tenía para el convertidor CC/CC en cualquiera de los modos de conducción, ahora la inductancia magnetizante es **mucho menor**.

Se utilizará el ciclo de trabajo D más a la izquierda en la tabla, que se corresponde con el que garantiza que con K_{max} y $V_{gpk_{max}}$ se obtiene el valor deseado a la salida.

Nota: los valores para K en la Tabla 7 están calculados referidos al secundario.

Tabla 7 Convertidores que cumplen con las especificaciones
Fuente: Elaboración propia

n=1/N	Lref (primario)	L(ref secundario)	K		D				TRANS Y DIODE					
			K (min I)	K (max I)	D max I y Vp	D max I	D max Vp	D min I Vp	V bl trans	V bl diode	Ipk max Trans	Ipk max diode	Irms max trans	Irms max diode
1	6,1183E-06	6,1183E-06	0,0644	0,28962	0,04372606	0,104942537	0,02061	0,04947	358,911	358,9113	24,25693609	24,25693609	3,208012843	7,959499622
2	1,94689E-05	4,86723E-06	0,0512	0,2304	0,07800026	0,187200626	0,03677	0,088247	378,411	189,2056	13,59816189	27,19632378	2,401918294	8,427968349
3	3,56765E-05	3,96405E-06	0,0417	0,18765	0,10558837	0,253412077	0,04977	0,11946	397,911	132,6371	10,04523716	30,13571147	2,064420788	8,871734146
4	5,26526E-05	3,29079E-06	0,0346	0,15578	0,12827295	0,307855091	0,06047	0,145124	417,411	104,3528	8,268774792	33,07509917	1,873004014	9,294336071
5	6,93886E-05	2,77554E-06	0,0292	0,13139	0,14725466	0,353411173	0,06942	0,1666	436,911	87,38225	7,202897372	36,01448686	1,748122005	9,698541089
6	8,5409E-05	2,37247E-06	0,025	0,11231	0,16337171	0,3920921	0,07701	0,184834	456,411	76,06854	6,492312425	38,95387455	1,65965505	10,08656113
7	0,00010051	2,05123E-06	0,0216	0,0971	0,1772271	0,42534503	0,08355	0,20051	475,911	67,98732	5,984751749	41,89326224	1,593460112	10,4601975
8	0,000114629	1,79107E-06	0,0188	0,08478	0,18926567	0,4542376	0,08922	0,21413	495,411	61,92641	5,604081241	44,83264993	1,541950164	10,82094026
9	0,000127773	1,57745E-06	0,0166	0,07467	0,19982278	0,479574681	0,0942	0,226074	514,911	57,21236	5,30800418	47,77203762	1,500665003	11,17003869
10	0,000139988	1,39988E-06	0,0147	0,06627	0,20915606	0,501974535	0,0986	0,236633	534,411	53,44113	5,071142531	50,71142531	1,466800451	11,5085525
12	0,000161876	1,12414E-06	0,0118	0,05321	0,22491389	0,539793331	0,10603	0,254461	573,411	47,78427	4,715850058	56,5902007	1,414484264	12,15733577
12	0,000161876	1,12414E-06	0,0118	0,05321	0,22491389	0,539793331	0,10603	0,254461	573,411	47,78427	4,715850058	56,5902007	1,414484264	12,15733577
15	0,00018933	8,41465E-07	0,0089	0,03983	0,24323957	0,583774979	0,11466	0,275194	631,911	42,12742	4,360557585	65,40836377	1,360157308	13,07026633
17	0,000204728	7,08403E-07	0,0075	0,03353	0,25293795	0,607051083	0,11924	0,286167	670,911	39,46537	4,193361127	71,28713915	1,333826246	13,64499521
20	0,000224409	5,61022E-07	0,0059	0,02656	0,26481647	0,63555953	0,12484	0,299606	729,411	36,47056	4,005265111	80,10530223	1,303568208	14,46433348
25	0,000250349	4,00558E-07	0,0042	0,01896	0,27970335	0,67128804	0,13185	0,316448	826,911	33,07645	3,792089627	94,80224068	1,268403475	15,73537494

2 Comprobación mediante simulación en PSIM

Si introducen todos los parámetros del apartado del diseño del convertidor en PSIM se obtendrán las siguientes formas de ondas y los siguientes valores:

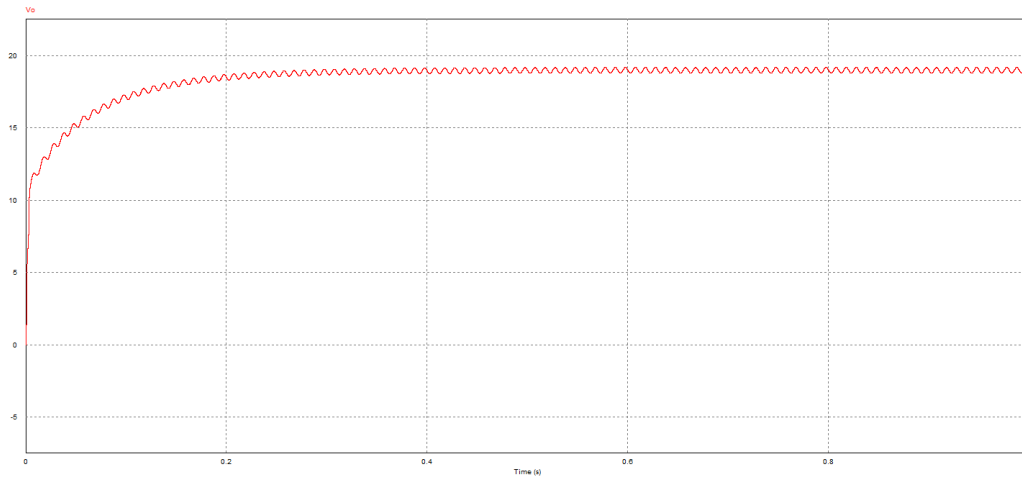


Ilustración 52 Tensión a la salida para convertidor Flyback CA/CC MCD

Fuente: Elaboración propia

La tensión media a la salida efectivamente se corresponde con el valor deseado $V_o = 19,5 \text{ V}$. El convertidor tiene una respuesta lenta y se necesitan casi 0,4 segundos para que el valor de la tensión se estabilice. Esto se debe a que el condensador a la salida es muy grande porque se ha limitado el rizado a la salida al 1% de su valor medio. Si se aumenta el rizado admisible a la salida, se obtendrá una respuesta más rápida pero con una tensión menos estable a la salida.

$$\Delta V = \frac{V_o}{2 * w * R * C} \quad (86)$$

$$C = \frac{1}{2 * w * R * 0,01} = \frac{1}{2 * 2 * \pi * 50 \text{ Hz} * 4,225 \Omega * 0,01} = 0,03766 \text{ F}$$

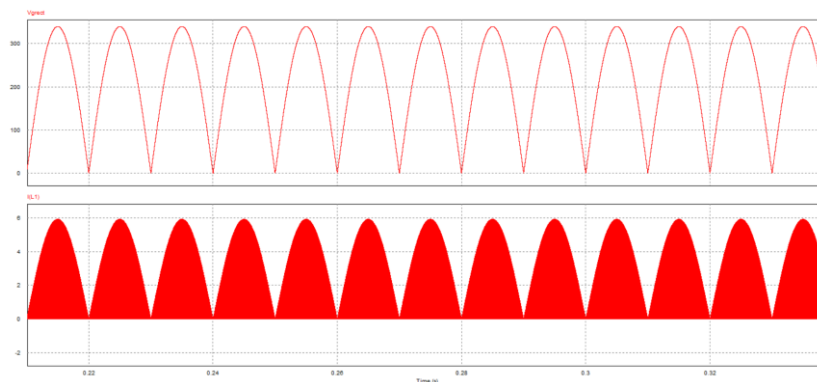


Ilustración 53 Tensión de entrada y corriente en la bobina para Flyback CA/CC MCD

Fuente: Elaboración propia

Observando la Ilustración 53 se puede apreciar que efectivamente V_g sale rectificadada, pero no filtrada por lo que a la entrada del Flyback se tiene tensión y corriente pulsante. La corriente por la bobina intenta seguir la sinusoide durante la fracción de tiempo que el MOSFET conduce, por lo que si se hace zoom (ver la Ilustración 54) se puede ver que las formas de ondas obtenidas se asemejan a las de MCD en CC/CC.

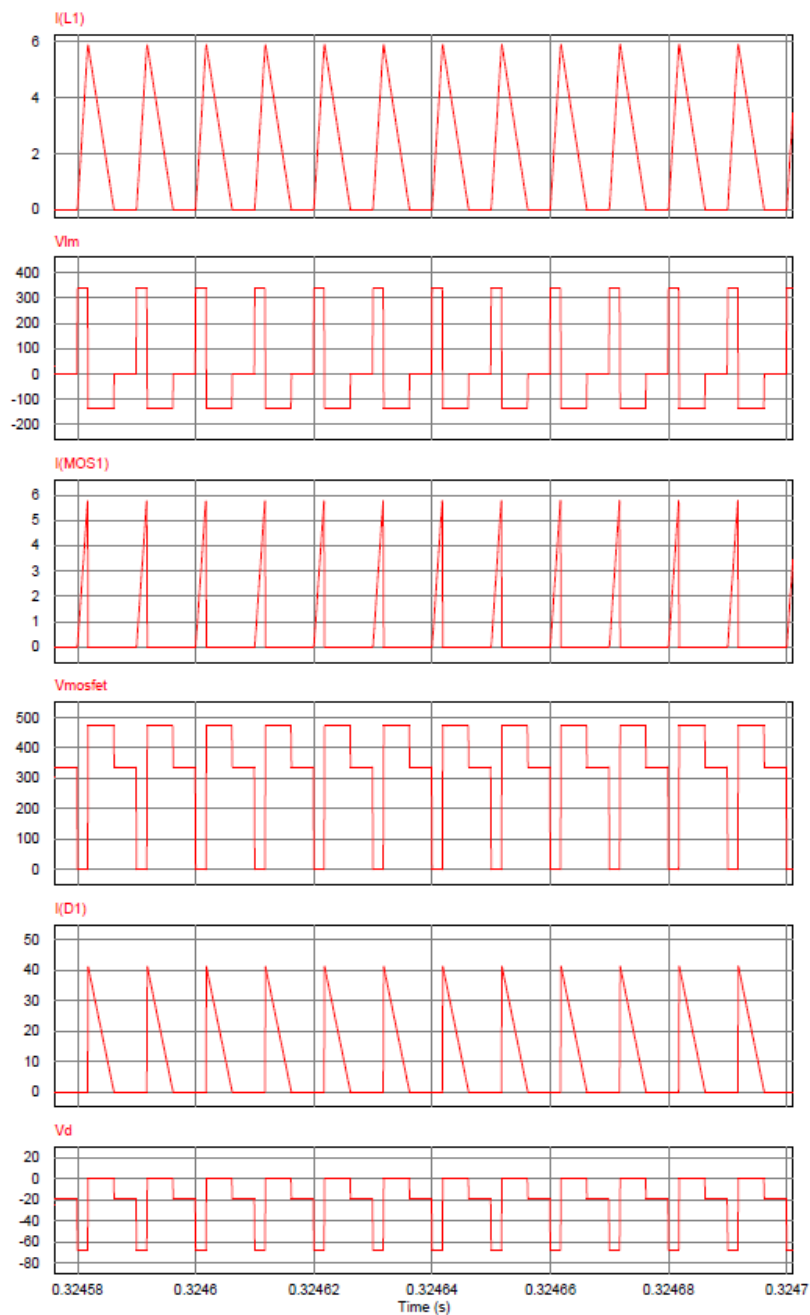


Ilustración 54 Formas de onda para Flyback CA/CC MCD

Fuente: Elaboración propia

3 Estudio del convertidor con pérdidas

Para estudiar la influencia de las pérdidas para el convertidor Flyback en MCD, se puede reutilizar las ecuaciones para MCD en CC/CC. La razón por la que se puede hacer esto es porque **la frecuencia de conmutación es 20000 veces más grande (100 KHz/50 Hz) que la de la señal de entrada**. Si se estudia el comportamiento del convertidor en un **intervalo lo suficientemente pequeño** se puede considerar constante el valor de la tensión a la entrada, el único parámetro que hay que modificar es V_g por $V_{g_{eficaz}}$ (se sustituye por $V_{g_{eficaz}}$ porque ahora el lado de entrada tiene una potencia media $P_{av} = \frac{V_{g_{rms}}^2}{R_{e(D)}}$ al considerar únicamente la componente en continua de la señal de entrada) y por los nuevos parámetros de la Tabla 7.

$$i_{pk}^2 * \left[\frac{D * R_{on}}{3} - \frac{L_m}{2 * T_s} + \frac{R_L * D}{3} \right] + V_O \left[\frac{V_d}{R} + \frac{R_d * i_{pk} * 2}{N * R * 3} + \frac{R_L * i_{pk} * N * 2}{R * 3} \right] + \frac{V_O^2}{R} = 0 \quad (75)$$

Siendo:

$$i_{pk} = \frac{V_{g_{eficaz}} * D * T_s}{L_m}$$

4 Comparativa entre valores analíticos y simulados con pérdidas CA/CC MCD

En la siguiente tabla (ver Tabla 8) se presentan los valores obtenidos, mediante el uso de la expresión 75 y mediante simulación en PSIM, de la tensión a la salida del convertidor. Para calcular dicha tabla se han despreciado la influencia de las demás pérdidas y únicamente se ha variado el parámetro que se quiere estudiar. El error cometido en los cálculos analíticos se debe a que en realidad el valor de D' depende del tiempo y por lo tanto i_{pk} también se verá influenciada. Sin embargo, para obtener una idea de las pérdidas en el convertidor son aproximaciones bastante buenas.

Tabla 8 Influencia de las pérdidas en Flyback MCD CA/CC
Figura: Elaboración propia

CA/CC MCD																
Ron(Ω)	V	Vsim	Error (%)	Rd(Ω)	V	Vsim	Error (%)	RL(Ω)	V	Vsim	Error (%)	Vd	V	Vsim	Error (%)	Videal
5	18,91	18,5	2,216	5	3,71	3,99	7,018	5	17,93	17,49	2,516	0,7	19,15	19,11	0,209	19,5
2	19,26	19	1,368	2	8	8,01	0,125	2	18,87	18,66	1,125					19,5
1	19,38	19,24	0,728	1	11,98	11,61	3,187	1	19,18	19,05	0,682					19,5
0,5	19,44	19,32	0,621	0,5	15,17	14,7	3,197	0,5	19,34	19,26	0,415					19,5
0,25	19,47	19,37	0,516	0,25	17,18	16,82	2,14	0,25	19,42	19,36	0,31					19,5
0,1	19,48	19,41	0,361	0,1	18,53	18,31	1,202	0,1	19,46	19,41	0,258					19,5
0,05	19,49	19,42	0,36	0,05	19,01	18,88	0,689	0,05	19,48	19,45	0,154					19,5
0,005	19,499	19,43	0,355	0,005	19,45	19,41	0,206	0,005	19,49	19,46	0,154					19,5

Para obtener una mejor visión de cómo de fiable han sido las aproximaciones empleadas y para así determinar si las simplificaciones planteadas anteriormente han sido apropiadas o no, se han dispuesto los valores de la Tabla 8 en las siguientes gráficas.

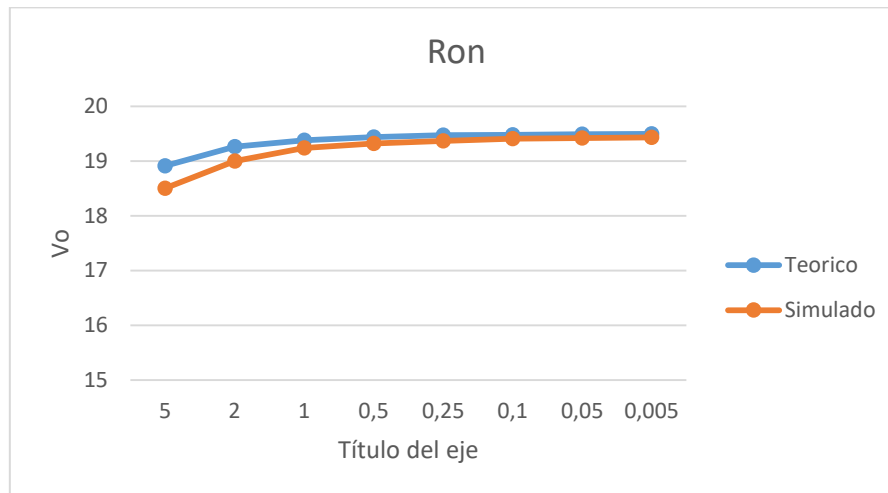


Ilustración 55 Comparativa de la influencia de R_{on} en la tensión a la salida del convertidor

Fuente: Elaboración propia

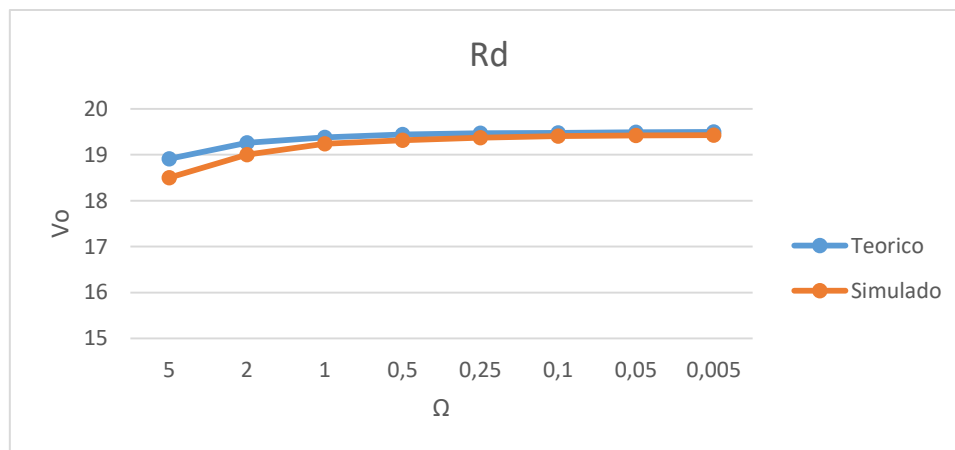


Ilustración 56 Comparativa de la influencia de R_d en la tensión a la salida del convertidor

Fuente: Elaboración propia

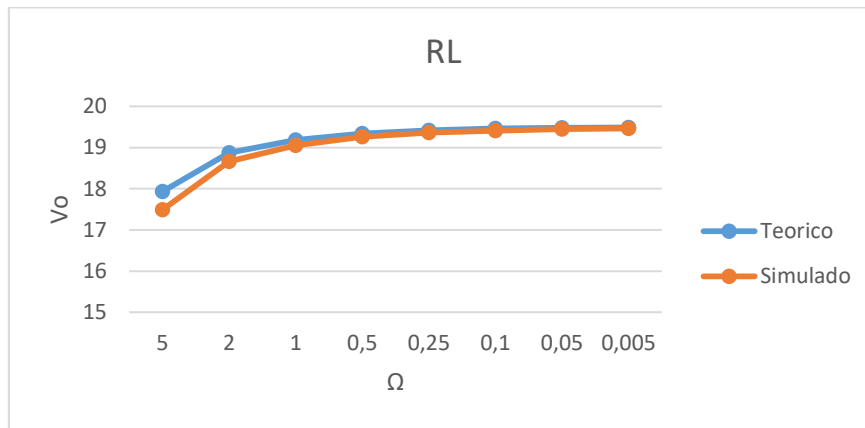


Ilustración 57 Comparativa de la influencia de RL en la tensión a la salida del convertidor

Fuente: Elaboración propia

Como medida de precaución se considerarán válidos los siguientes rangos para las pérdidas:

$$\begin{aligned} 0 < R_{on} < 1 \, \Omega \\ 0 < R_d < 0,5 \, \Omega \\ 0 < R_L < 1 \, \Omega \end{aligned}$$

Como caso práctico se calculará el rendimiento que se obtendría para un caso ejemplo en el que se tienen los siguientes valores para las pérdidas: $R_{on} = 0,05 \, \Omega$; $R_d = 0,05 \, \Omega$; $R_L = 0,001 \, \Omega$; $V_d = 0,7 \, V$

$$\begin{aligned} V_{o\text{teórica}} &= 18,66 \, V \\ V_{o\text{simulada}} &= 18,56 \, V \\ P_o &= \frac{V_o^2}{R} \\ P_{o\text{teórica}} &= \frac{(18,66 \, V)^2}{4,225 \, \Omega} = 82,41 \, W \\ P_{o\text{simulada}} &= \frac{(18,56 \, V)^2}{4,225 \, \Omega} = 81,53 \, W \end{aligned}$$

Calculando el rendimiento del convertidor para este ejemplo:

$$\begin{aligned} \eta_{\text{teórico}}(\%) &= \frac{P_{o\text{teórica}}}{P_e} * 100 = \frac{82,41 \, W}{90 \, W} * 100 = 91,56 \% \\ \eta_{\text{simulado}}(\%) &= \frac{P_{o\text{simulada}}}{P_e} * 100 = \frac{81,53 \, W}{90 \, W} * 100 = 90,59 \% \end{aligned}$$

Este modelo, aunque impreciso, al menos se aproxima mejor a la realidad puesto que tiene en cuenta efectos reales de los dispositivos. Desde el punto de vista del diseño esto permite tomar decisiones a priori, sin tener que simular, o establecer procedimientos de optimización del diseño utilizando las ecuaciones del modelo de pérdidas. También tiene un claro uso didáctico, al ser un modelo simple orientado al diseño.

6 Modelado dinámico del convertidor

Una vez realizado el estudio del convertidor en régimen permanente, es necesario comprobar el comportamiento frente a perturbaciones a la entrada a las que está sometido el sistema y que pueden provocar variaciones en la salida del mismo. Para ello se realizará el análisis de su función de transferencia, para así obtener la respuesta en frecuencia del convertidor y se hallará el regulador que optimiza el lazo de control cerrado.

1 Estudio teórico en pequeña señal a partir del circuito equivalente en régimen permanente y obtención de las funciones de transferencia.

Para estos apartados se tendrán en cuenta los circuitos equivalentes que se calcularon para MCC y MCD en apartados anteriores.

Se realiza el cambio de variables del modelo estable al modelo con perturbaciones:

$$\begin{aligned}v_g(t) &= V_g + \widehat{v}_g(t) \\v_o(t) &= V_o + \widehat{v}_o(t) \\d(t) &= D + \widehat{d}(t) \\d'(t) &= D' - \widehat{d}(t) \\i(t) &= I + \widehat{i}(t) \\v_c(t) &= V_c + \widehat{v}_c(t) = v_o(t) = V_o + \widehat{v}_o(t) \\i_c(t) &= I_c + \widehat{i}_c(t) \\i_g(t) &= I_g + \widehat{i}_g(t)\end{aligned}$$

1 Función de transferencia y circuito equivalente con perturbaciones para MCC

Reescribiendo las ecuaciones para los dos intervalos en MCC en CC/CC, se tienen las siguientes expresiones:

Bobina:

$$\begin{aligned}v_L(t) &= v_g(t) * d(t) - \frac{v_o(t)}{N} * d'(t) \\L \frac{d(I + \widehat{i}(t))}{dt} &= \left(V_g + \widehat{v}_g(t) \right) * \left(D + \widehat{d}(t) \right) - \frac{(V_o + \widehat{v}_o(t))}{N} * \left(D' - \widehat{d}(t) \right)\end{aligned} \quad (87)$$

$$\begin{aligned}L \left[\frac{dI}{dt} + \frac{d\widehat{i}(t)}{dt} \right] &= \left(D * V_g - D' * \frac{V_o}{N} \right) + \left(D * \widehat{v}_g(t) - D' * \frac{\widehat{v}_o(t)}{N} + \left(V_g + \frac{V_o}{N} \right) * \widehat{d}(t) \right) \\&\quad + \left(\widehat{v}_g(t) * \widehat{d}(t) + \frac{\widehat{v}_o(t) * \widehat{d}(t)}{N} \right)\end{aligned}$$

De esta expresión se puede **simplificar los términos de segundo grado**, es decir, el producto de términos de perturbaciones es tan pequeño que se puede despreciar. Además se sabe que los **términos de continua cumplen las ecuaciones de régimen permanente** por lo que:

$$L * \frac{dI}{dt} = 0 = D * V_g - D' * \frac{V_o}{N}$$

Y el modelo con perturbaciones queda reducido a:

$$L * \frac{d\hat{i}(t)}{dt} = D * \hat{v}_g(t) - D' * \frac{\hat{v}_o(t)}{N} + \left(V_g + \frac{V_o}{N} \right) * \hat{d}(t) \quad (88)$$

Condensador:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= -\frac{v_o(t)}{R} * D + \frac{i(t)}{N} * D' - \frac{v_o(t)}{R} * D' \\ C * \left[\frac{dV_c}{dt} + \frac{d\hat{v}_c(t)}{dt} \right] &= -\frac{(V_o + \hat{v}_o(t))}{R} + \left(D' - \hat{d}(t) \right) * \frac{(I + \hat{i}(t))}{N} \end{aligned} \quad (89)$$

Al igual que antes se sabe que los términos de continua cumplen las ecuaciones de régimen permanente y de pequeño rizado:

$$C * \frac{dV_c}{dt} = 0 = -\frac{V_o}{R} + \frac{I}{N} * D'$$

Despreciando los términos de segundo orden, se obtiene el modelo para el convertidor con perturbaciones:

$$C * \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \frac{D' * \hat{i}(t)}{N} - \frac{\hat{v}_o(t)}{R} - \frac{I}{N} * \hat{d}(t) \quad (90)$$

Fuente:

$$\begin{aligned} i_g(t) &= i(t) * d(t) \\ I_g + \hat{i}_g(t) &= (I + \hat{i}(t)) * (D + \hat{d}(t)) \end{aligned} \quad (91)$$

Donde la componente continua cumple:

$$I_g = I * D$$

Despreciando los términos de segundo orden:

$$\hat{i}_g(t) = I * \hat{d}(t) + \hat{i}(t) * D \quad (92)$$

Si se vuelve a configurar un circuito equivalente para el modelo en pequeña señal, se obtiene lo siguiente:

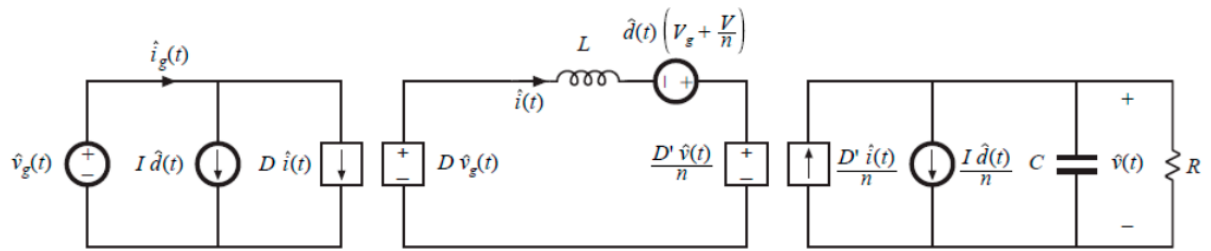


Ilustración 58 Circuito equivalente en pequeña señal con fuentes dependientes MCC

Fuente: [6]

Pasando las fuentes dependientes a transformadores:

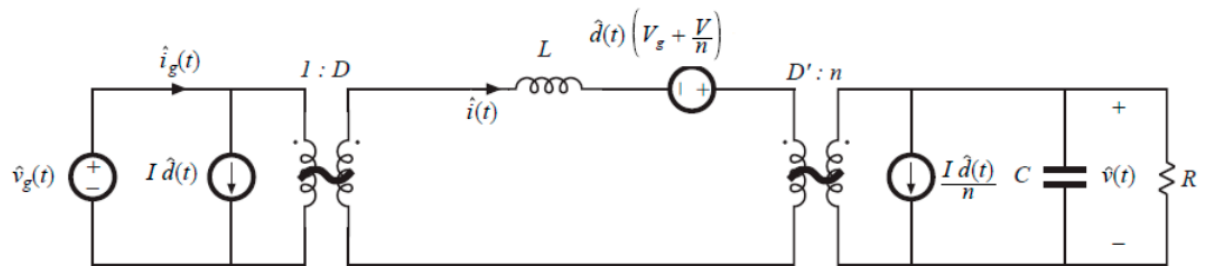


Ilustración 59 Circuito equivalente en pequeña señal MCC

Fuente: [6]

Para poder hallar las funciones de transferencia para MCC se debe partir del circuito equivalente de la Ilustración 59 y estudiar por separado la influencia de cada perturbación. Por un lado se tendrá la influencia de $\widehat{v_g}(t)$ y por otro lado la influencia de $\widehat{d}(t)$, si se aplica superposición se obtiene el valor de la tensión a la salida caracterizado frente a perturbaciones $\widehat{v_o}(t)$.

$$\widehat{v_o}(t) = \left. \frac{\widehat{v_o}(t)}{\widehat{v_g}(t)} \right|_{\widehat{d}(t)=0} * \widehat{v_g}(t) + \left. \frac{\widehat{v_o}(t)}{\widehat{d}(t)} \right|_{\widehat{v_g}(t)=0} * \widehat{d}(t) \quad (93)$$

Pasando al dominio de Laplace:

$$\widehat{v}(s) = G_{vg}(s) * \widehat{v_g}(s) + G_{vd}(s) * \widehat{d}(s) \quad (94)$$

- Eliminando la componente $\widehat{d}(t)$, el circuito queda de la siguiente manera:

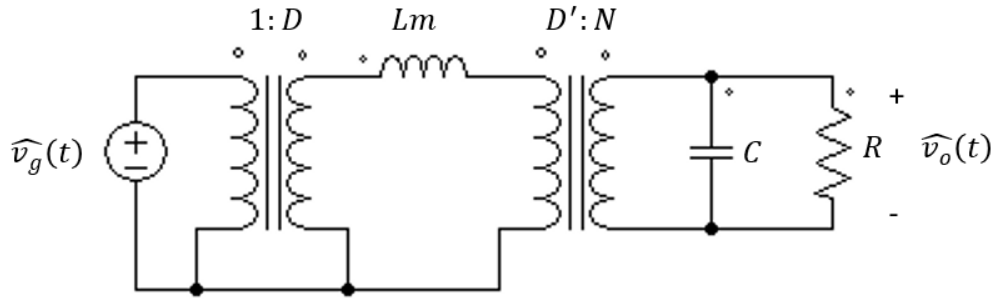


Ilustración 60 Circuito sin la perturbación de $\hat{d}(s)$

Fuente: Elaboración propia

Pasando todos los términos al secundario:

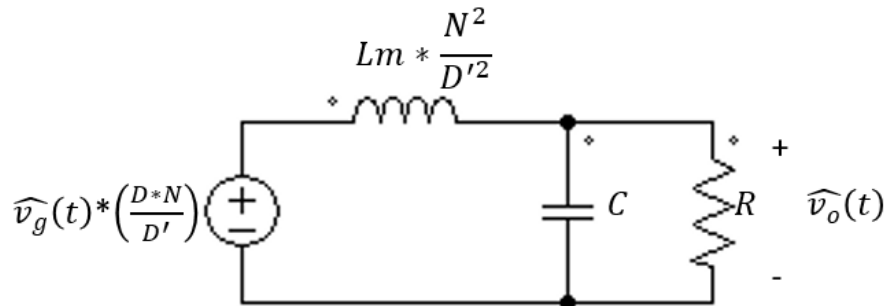


Ilustración 61 Circuito equivalente sin la perturbación de $\hat{d}(s)$

Fuente: Elaboración propia

$$G_{vg}(s) = \frac{D*N}{D'} * \frac{\left(R \parallel \frac{1}{s*C}\right)}{s*L*\frac{N^2}{D'^2} + \left(R \parallel \frac{1}{s*C}\right)} \quad (95)$$

$$G_{vg}(s) = \frac{D*N}{D'} * \frac{\left(\frac{R}{s*C*R+1}\right)}{s*L*\frac{N^2}{D'^2} + \left(\frac{R}{s*C*R+1}\right)} = \frac{D*N}{D'} * \frac{1}{1 + s*\left(\frac{L*N^2}{R*D'^2}\right) + s^2*\left(\frac{L*N^2*C}{D'^2}\right)} \quad (96)$$

Comparando los términos con la ecuación canónica para dos polos:

$$G_{vg}(s) = G_{vg_o} * \frac{1}{1 + s*\left(\frac{1}{Q*\omega_o}\right) + s^2*\left(\frac{1}{\omega_o^2}\right)} \quad (97)$$

$$G_{vg_o} = \frac{D*N}{D'} \quad (98)$$

$$\omega_o = \frac{D'}{N*\sqrt{L*C}} \quad (99)$$

$$Q = \frac{D'*R}{N} * \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (100)$$

- Eliminando la componente $\widehat{v}_g(t)$, el circuito queda de la siguiente manera:

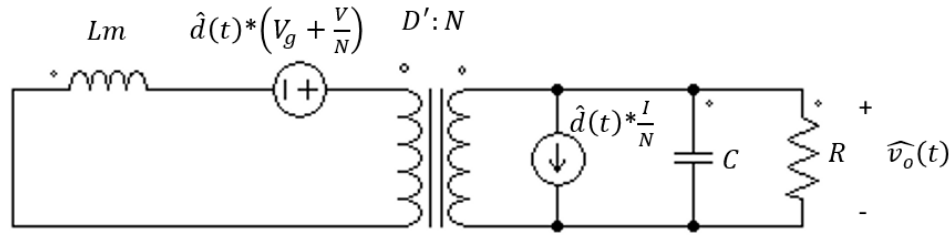


Ilustración 62 Circuito sin la perturbación de $\widehat{v}_g(s)$

Fuente: Elaboración propia

Pasando todos los términos al secundario:

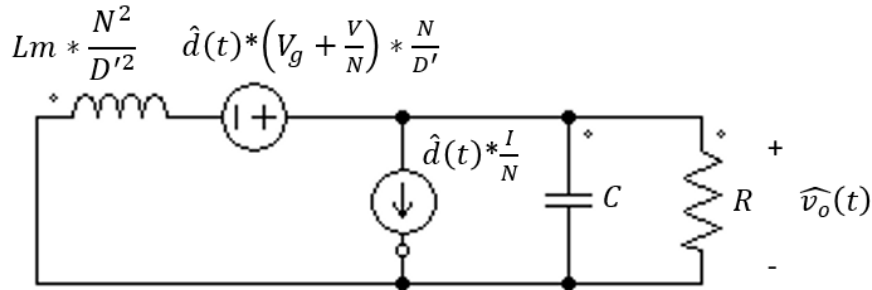


Ilustración 63 Circuito equivalente sin la perturbación de $\widehat{v}_g(s)$

Fuente: Elaboración propia

Aplicando superposición para separar las fuentes de corriente y de voltaje:

1. Se cortocircuita la fuente de tensión:

$$G_{vd1}(s) = -\frac{I}{N} * \left(s * L * \frac{N^2}{D'^2} \parallel R \parallel \frac{1}{s * C} \right) \quad (101)$$

$$G_{vd1}(s) = \frac{-V * N}{N * R * D'} * \frac{\left(s * L * \frac{N^2}{D'^2} * R \right)}{\left(s^2 * C * L * \frac{N^2}{D'^2} * R + s * L * \frac{N^2}{D'^2} + R \right)} = -\frac{V}{R * D'} * \frac{\left(s * L * \frac{N^2}{D'^2} * R \right)}{\left(s^2 * C * L * \frac{N^2}{D'^2} * R + s * L * \frac{N^2}{D'^2} + R \right)}$$

2. Se desconecta la fuente de corriente:

$$G_{vd2}(s) = \left(\frac{V_g * N + V}{D'} \right) * \frac{\left(R \parallel \frac{1}{C * s} \right)}{s * L * \frac{N^2}{D'^2} + \left(R \parallel \frac{1}{C * s} \right)} \quad (102)$$

$$G_{vd_2}(s) = \left(\frac{V_g * N + V}{D'} \right) * \frac{1}{s^2 * L * \frac{N^2}{D'^2} * C + s * \frac{L * \frac{N^2}{D'^2}}{R} + 1}$$

Juntando ambas expresiones, se obtiene:

$$G_{vd}(s) = \frac{\left(\frac{V_g * N + V}{D'} \right) - \left(\frac{V * s * L * \frac{N^2}{D'^2}}{D'} \right)}{\left(s^2 * C * L * \frac{N^2}{D'^2} * R + s * L * \frac{N^2}{D'^2} + R \right)} = \frac{V}{D * D'} * \frac{\left(1 - s * \frac{L * \frac{N^2}{D'^2} * D}{R} \right)}{\left(s^2 * C * L * \frac{N^2}{D'^2} + s * \frac{L * \frac{N^2}{D'^2}}{R} + 1 \right)} \quad (103)$$

Comparando con la ecuación canónica para dos polos y un cero:

$$G_{vd}(s) = G_{vd_0} * \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z} \right)}{\left(1 + \frac{s}{Q * \omega_o} + \frac{s^2}{\omega_o^2} \right)} \quad (104)$$

$$G_{vd_0} = \frac{V}{D * D'} \quad (105)$$

$$\omega_o = \frac{D'}{N \sqrt{C * L}} \quad (106)$$

$$Q = \frac{R}{L * \frac{N^2}{D'^2} * \frac{D'}{N \sqrt{C * L}}} = \frac{R * D' * \sqrt{C * L}}{L * N} = \frac{R * D'}{N} * \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (107)$$

$$\omega_z = \frac{R}{D * L * \frac{N^2}{D'^2}} = \frac{R * D'^2}{D * L * N^2} \quad (108)$$

Haciendo superposición se halla la **función de transferencia para MCC**:

$$\hat{v}(s) = G_{vg}(s) * \hat{v}_g(s) + G_{vd}(s) * \hat{d}(s) \quad (109)$$

$$\hat{v}(s) = \frac{D * N}{D'} * \frac{1}{1 + s * \left(\frac{L * N^2}{R * D'^2} \right) + s^2 * \left(\frac{L * N^2 * C}{D'^2} \right)} * \hat{v}_g(s) + \frac{V}{D * D'} * \frac{\left(1 - s * \frac{L * \frac{N^2}{D'^2} * D}{R} \right)}{\left(s^2 * C * L * \frac{N^2}{D'^2} + s * \frac{L * \frac{N^2}{D'^2}}{R} + 1 \right)} * \hat{d}(s) \quad (110)$$

Esta función de transferencia tiene un cero en el semiplano derecho, que hace que a partir de su frecuencia característica la ganancia suba y la fase baje (un cero en el semiplano izquierdo hace que la ganancia suba y la fase también). Este comportamiento hace que se pueda ajustar peor el regulador y que muchas veces la frecuencia de cruce del sistema deba ser relativamente baja para que no afecte este cero en el semiplano derecho.

2 Función de transferencia y circuito equivalente con perturbaciones para MCD

Para estudiar el comportamiento frente a pérdidas en MCD se parte de las ecuaciones que se hallaron anteriormente del circuito equivalente para CC/CC en MCD:

$$I_1 = \frac{D^2 * V_g * T_s}{2 * L_m} = \frac{D^2 * V_1 * T_s}{2 * L_m} \quad (111)$$

$$I_2 = \frac{D^2 * V_1^2 * T_s}{2 * L_m * V_2} \quad (112)$$

Perturbando las variables del sistema:

$$\begin{aligned} v_g(t) &= V_g + \widehat{v}_g(t) \\ v_o(t) &= V_o + \widehat{v}_o(t) \\ d(t) &= D + \widehat{d}(t) \\ d'(t) &= D' - \widehat{d}(t) \\ i(t) &= I + \widehat{i}(t) \\ v_c(t) &= V_c + \widehat{v}_c(t) = v_o(t) = V_o + \widehat{v}_o(t) \\ i_c(t) &= I_c + \widehat{i}_c(t) \\ i_g(t) &= I_g + \widehat{i}_g(t) \end{aligned}$$

Reescribiendo el valor de la corriente como función de $v_1(t)$, $v_2(t)$ y $d(t)$.

$$\begin{aligned} i_1(t) &= f_1(v_1(t), v_2(t), d(t)) \\ i_2(t) &= f_2(v_1(t), v_2(t), d(t)) \end{aligned}$$

Corriente por el MOSFET:

$$\begin{aligned} I_1 + \widehat{i}_1(t) &= f_1(V_1, V_2, D) + \left. \frac{\partial f_1(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial v_1(t)} \right|_{v_1=V_1} * \widehat{v}_1(t) + \left. \frac{\partial f_1(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial v_2(t)} \right|_{v_2=V_2} * \\ &\widehat{v}_2(t) + \left. \frac{\partial f_1(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial d(t)} \right|_{d=D} * \widehat{d}(t) \end{aligned} \quad (113)$$

Separando en valores de continua y de alterna:

Continua:

$$I_1 = f_1(V_1, V_2, D) = \frac{V_1}{R_e(D)} \quad (114)$$

Alterna:

$$\hat{i}_1(t) = \frac{1}{r_1} * \widehat{v}_1(t) + g_1 * \widehat{v}_2(t) + j_1 * \hat{d}(t) \quad (115)$$

Siendo:

$$\frac{1}{r_1} = \left. \frac{\partial f_1(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial v_1(t)} \right|_{v_1=V_1} = \frac{1}{R_e(D)} \quad (116)$$

$$g_1 = \left. \frac{\partial f_1(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial v_2(t)} \right|_{v_2=V_2} = 0 \quad (117)$$

$$j_1 = \left. \frac{\partial f_1(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial d(t)} \right|_{d=D} = -\frac{V_1}{R_e(D)^2} * \left. \frac{\partial R_e(d(t))}{\partial d(t)} \right|_{d=D} \quad (118)$$

Corriente por el diodo:

$$I_2 + \hat{i}_2(t) = f_2(V_1, V_2, D) + \left. \frac{\partial f_2(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial v_1(t)} \right|_{v_1=V_1} * \widehat{v}_1(t) + \left. \frac{\partial f_2(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial v_2(t)} \right|_{v_2=V_2} * \widehat{v}_2(t) + \left. \frac{\partial f_2(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial d(t)} \right|_{d=D} * \hat{d}(t) \quad (119)$$

Separando en valores de continua y de alterna:

Continua:

$$I_2 = f_2(V_1, V_2, D) = \frac{V_1^2}{R_e(D) * V_2} \quad (120)$$

Alterna:

$$\hat{i}_2(t) = -\frac{1}{r_2} * \widehat{v}_2(t) + g_2 * \widehat{v}_1(t) + j_2 * \hat{d}(t) \quad (121)$$

$$\frac{1}{r_2} = -\left. \frac{\partial f_2(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial v_2(t)} \right|_{v_2=V_2} = -\frac{V_1^2}{R_e(D) * V_2^2} = -\frac{P}{V_2^2} = \frac{1}{R} \quad (122)$$

$$g_2 = \left. \frac{\partial f_2(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial v_1(t)} \right|_{v_1=V_1} = \frac{2 * V_1}{R_e(D) * V_2} \quad (123)$$

$$j_2 = \left. \frac{\partial f_2(v_1(t), v_2(t), d(t))}{\partial d(t)} \right|_{d=D} = -\frac{V_1^2}{V_2 * R_e(D)^2} * \left. \frac{\partial R_e(d(t))}{\partial d(t)} \right|_{d=D} = \frac{2 * V_1^2}{D * V_2 * R_e(D)} \quad (124)$$

El circuito genérico para cualquier convertidor en MCD se puede representar como se ve en la Ilustración 64.

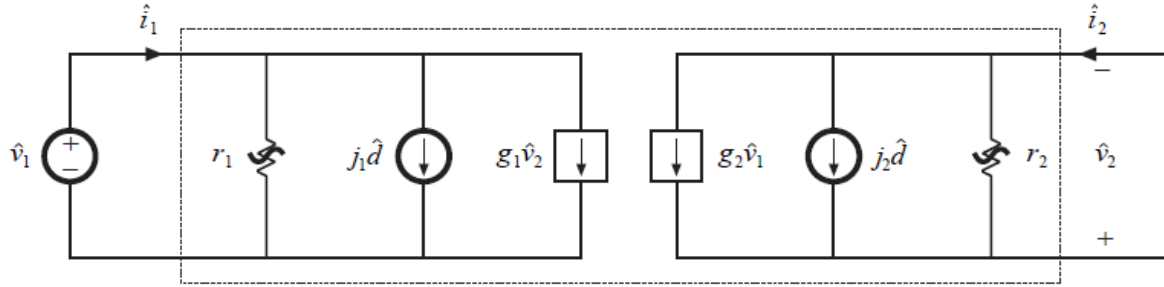


Ilustración 64 Circuito equivalente para cualquier convertidor en MCD

Fuente: [6]

Si se sustituyen los términos por los calculados para el Flyback en MCD en CA/CC, el circuito equivalente queda como se muestra en la Ilustración 65.

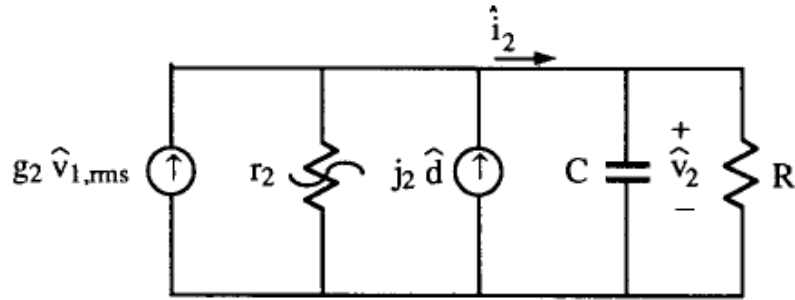


Ilustración 65 Circuito equivalente para Flyback como Loss Free Resistor

Fuente: [1]

Separando el circuito de la Ilustración 65 en dos partes, una parte con la influencia de $\widehat{v_{1rms}}(t)$ y otra parte con la influencia de $\hat{d}(t)$ se obtienen las respectivas $G_{v1}(s)$ y $G_{vd}(s)$.

$$\hat{v}_2(s) = G_{vg}(s) * \widehat{v_{1rms}}(s) + G_{vd}(s) * \hat{d}(s) \quad (125)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{\widehat{v_2}(s)}{\hat{d}(t)} = j_2 * R || r_2 * \frac{1}{1 + s * C * R || r_2} \quad (126)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{\widehat{v_2}(s)}{\hat{d}(t)} = \frac{V_{1rms}^2 * R}{D * V_2 * R_e(D)} * \left[\frac{1}{1 + s * C * \frac{R}{2}} \right] = \frac{V_{1rms}}{\sqrt{\frac{2 * L}{R * T_s}}} * \left[\frac{1}{1 + s * C * \frac{R}{2}} \right] = \frac{V_{1rms}}{\sqrt{K}} * \left[\frac{1}{1 + s * C * \frac{R}{2}} \right]$$

$$G_{vd0} = \frac{V_{1rms}}{\sqrt{K}}$$

$$\omega_o = \frac{2}{C * R}$$

$$G_{v1}(s) = \frac{\widehat{v}_2(s)}{\widehat{v_{1rms}}(s)} = g_2 * R \parallel r_2 * \frac{1}{1 + s * C * R \parallel r_2}$$

$$G_{v1}(s) = \frac{\widehat{v}_2(s)}{\widehat{v_{1rms}}(s)} = \sqrt{\frac{R}{R_e(D)}} * \left[\frac{1}{1 + s * C * \frac{R}{2}} \right] = \sqrt{\frac{R * D^2 * T_s}{2 * L_m}} * \left[\frac{1}{1 + s * C * \frac{R}{2}} \right] \quad (127)$$

$$G_{v1_0} = \sqrt{\frac{R * D^2 * T_s}{2 * L_m}}$$

$$\omega_o = \frac{2}{C * R}$$

Por lo que combinando ambas expresiones, se llega a la **función de transferencia en MCD para Flyback operando como Loss Free Resistor**:

$$\widehat{v}_2(s) = \widehat{v}_o(s) = \frac{V_{1rms}}{\sqrt{\frac{2 * L_m}{R * T_s}}} * \left[\frac{1}{1 + s * C * \frac{R}{2}} \right] * \widehat{v_{1rms}}(s) + \sqrt{\frac{R}{R_e(D)}} * \left[\frac{1}{1 + s * C * \frac{R}{2}} \right] * \widehat{d}(s) \quad (128)$$

Haciendo una comparativa entre la función de transferencia para MCC y la función de transferencia para MCD se pueden deducir varias cosas:

- Para MCC se tiene un cero en el semiplano derecho y dos polos complejos. Además el modelo es válido aproximadamente hasta la mitad de la frecuencia de conmutación.
- Para MCD se tiene un sistema de primer orden (solo tiene un polo) y el rango de validez en frecuencia es mucho menor, puesto que se promedia a nivel de ciclo de red (100 Hz porque es rectificado). Al tratarse de un sistema de primer orden, permite que con un regulador PI (Proporcional e Integrador) se pueda controlar el sistema.

2 Cálculo de los reguladores para el funcionamiento en lazo cerrado.

1 Tipos de reguladores:

1 Regulador Proporcional (P):

Con el regulador proporcional se mueven los polos del sistema realimentado, con esto se consigue disminuir el error. Aumenta o disminuye la ganancia, dependiendo del valor K por el que multipliquemos la señal:

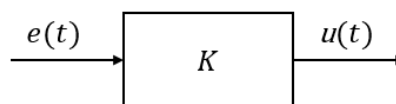


Ilustración 66 Regulador Proporcional

Fuente: Elaboración propia

$$u(t) = e(t) * K$$

La ganancia del regulador es:

$$G_c(s) = K$$

2 Regulador Integrador (I):

El regulador integrador anula los errores de posición, añade un polo en el origen aumentando el tipo de sistema y elimina el error de régimen permanente; además induce un desfase de -90 grados.

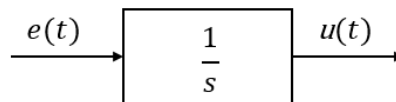


Ilustración 67 Regulador Integrador

Fuente: Elaboración propia

$$u(t) = e(t) * \frac{1}{s}$$

La ganancia del regulador es:

$$G_c(s) = \frac{1}{s}$$

3 Regulador Derivador (D):

El regulador derivador predice linealmente el valor futuro del error. Mejora la respuesta del sistema en cuanto a la sobreoscilación y tiempo de respuesta, sin afectar al error en régimen permanente. Introduce un cero en la señal.

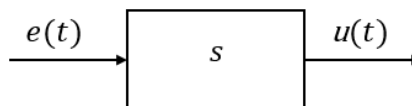


Ilustración 68 Regulador Derivador

Fuente: Elaboración propia

$$u(t) = e(t) * s$$

La ganancia del regulador es:

$$G_c(s) = s$$

Se pueden combinar distintos reguladores y obtener PI, PD, PID. En el caso que abarca este proyecto el sistema que se va a controlar es muy lento, debido a que se trabaja a frecuencias muy bajas, no será necesario tener un regulador de tipo D, ya que la velocidad no será un factor determinante. Se necesitará un regulador de tipo PI, que ajuste y reduzca la influencia de las perturbaciones y que sobretodo sea estable. La ganancia del regulador debe ajustarse de tal manera que a la frecuencia de corte del bucle, se obtenga un margen de fase positivo, esto garantizará que el sistema sea estable y que la influencia de las perturbaciones sea mínima.

2 Herramienta Sisotool de Matlab:

Para hallar el regulador necesario se hará uso de la herramienta Sisotool de Matlab. **El parámetro que se va a controlar es la tensión de salida por medio de modificaciones en el ciclo de trabajo $\hat{d}(t)$, por lo que únicamente se hará uso de la función de transferencia $G_{vd}(s)$.**

De ahora en adelante se van a modificar los parámetros que se han utilizado anteriormente, debido a que experimentalmente se trabajará con un transformador que reducirá la tensión de línea desde 220 V a 25,8 V eficaces que será aportado por el laboratorio de electrónica de potencia de la universidad. Las nuevas especificaciones a cumplir son:

Tabla 9 Especificaciones deseadas para convertidor Flyback MCD CA/CC

Fuente: Elaboración propia

V_{grms} mínimo	20 v
V_{grms} máximo	25,8 v
V_o nominal	5 v
P_o mínima	4 w
P_o máxima	5 w
f_{switch}	100000 Hz
R_{min}	5 Ω
R_{max}	6,25 Ω
T_s	0,00001 S
V_{gpk} mínimo	28,28 v
V_{gpk} máximo	36,48 v
V_{gav} máximo	23,22 v
V_{gav} mínimo	18 v
$\Delta V(\%)$	1%

C	0,0318 F
N	1/4
D	0,278
L	0,00005147 H

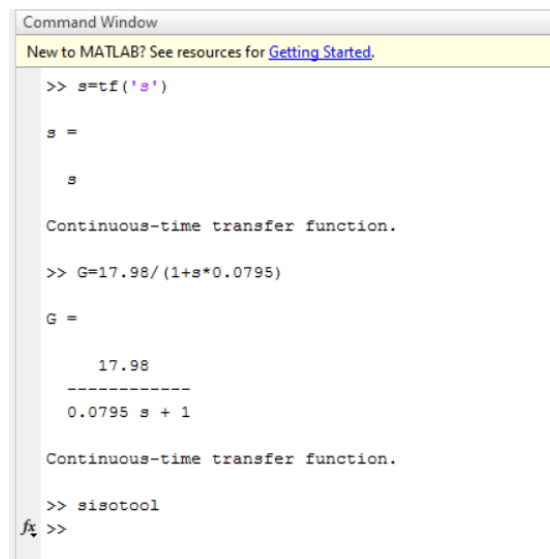
Lo primero que se hará es abrir el programa Matlab e introducir la función de transferencia $G_{vd}(s)$ para MCD (ver Ilustración 69). En este caso, introduciendo los parámetros de la Tabla 9 la función de transferencia es la siguiente:

$$G_{vd}(s) = \frac{V_{1rms}}{\sqrt{K}} * \left[\frac{1}{1+S*C*\frac{R}{2}} \right] = \frac{25,8 V}{\sqrt{\frac{2*0,00005147 H*100*10^3 Hz}{5 \Omega}}} * \left[\frac{1}{1+S*0,0318 F*\frac{5 \Omega}{2}} \right] = \left[\frac{17,98}{1+S*0,0795} \right]$$

Por lo que:

$$G_{vd0} = 17,98$$

$$\omega_o = \frac{1}{0,0795} = 12,57 Hz$$



```

Command Window
New to MATLAB? See resources for Getting Started.

>> s=tf('s')

s =

s

Continuous-time transfer function.

>> G=17.98/(1+s*0.0795)

G =

    17.98
-----
0.0795 s + 1

Continuous-time transfer function.

>> sisotool

fx >>

```

Ilustración 69 Introducir FT en Matlab
Fuente: Elaboración propia

Una vez que se ha introducido la función de transferencia, se invoca la herramienta sisotool de Matlab. Se desplegarán varias pantallas; en la ventana que se muestra en la Ilustración 70, se podrá introducir los parámetros de la planta (bloque G), la ganancia del sensor (bloque H), la ganancia del valor de referencia (bloque F) y se hallará el controlador (bloque C) ajustando los parámetros; en la ventana que se muestra en la Ilustración 71 se pueden ver el lugar de las raíces del lazo de control, el diagrama de Bode para lazo cerrado y lazo abierto y el margen de fase.

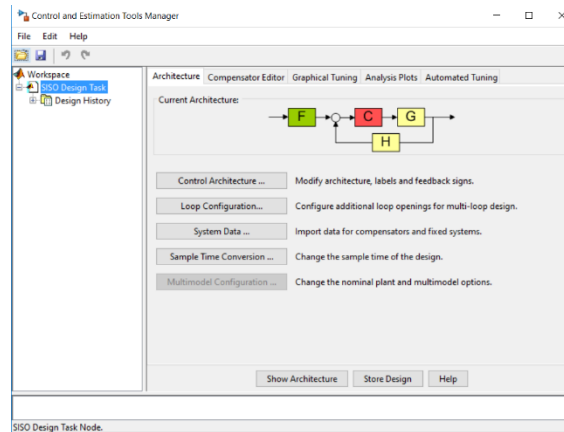


Ilustración 70 Ventana Herramientas de Control y Estimación
Fuente: Elaboración propia

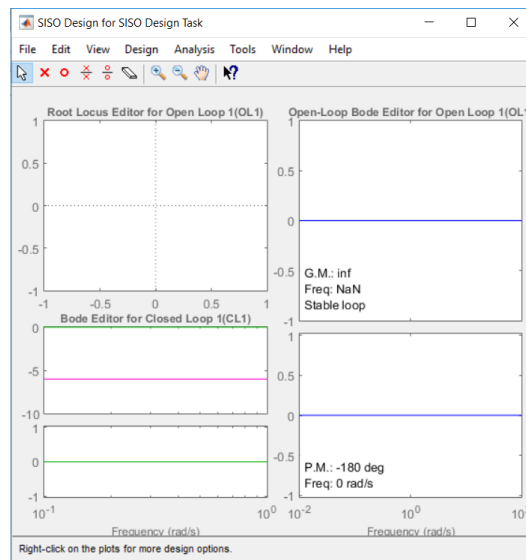


Ilustración 71 Ventana de Diseño de la Tarea
Fuente: Elaboración propia

Para añadir la función de transferencia al sistema de control se tiene que ir a la ventana de la Ilustración 70, clicando en System Data, marcando la fila donde aparece G, pulsando Browse, se selecciona la función de transferencia “G” y se importa (ver Ilustración 72)

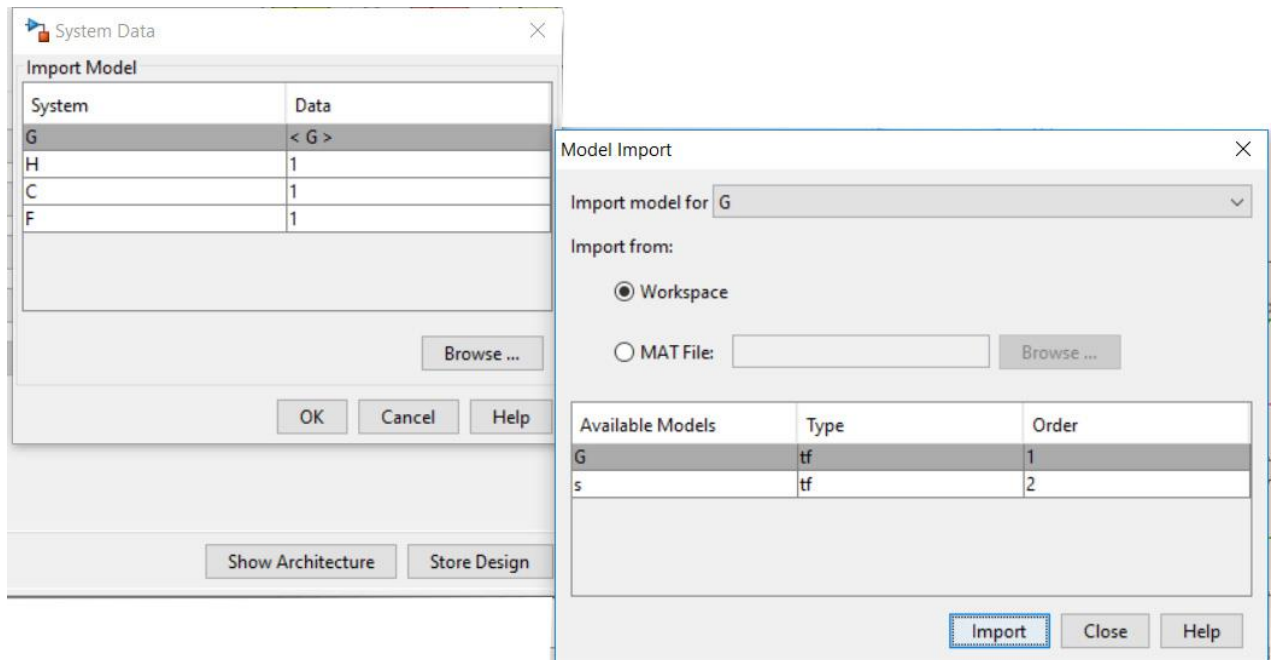


Ilustración 72 Importar FT
Fuente: Elaboración propia

Si se ha hecho todo bien la ventana de la Ilustración 71 se reajustará y ahora mostrará lo siguiente:

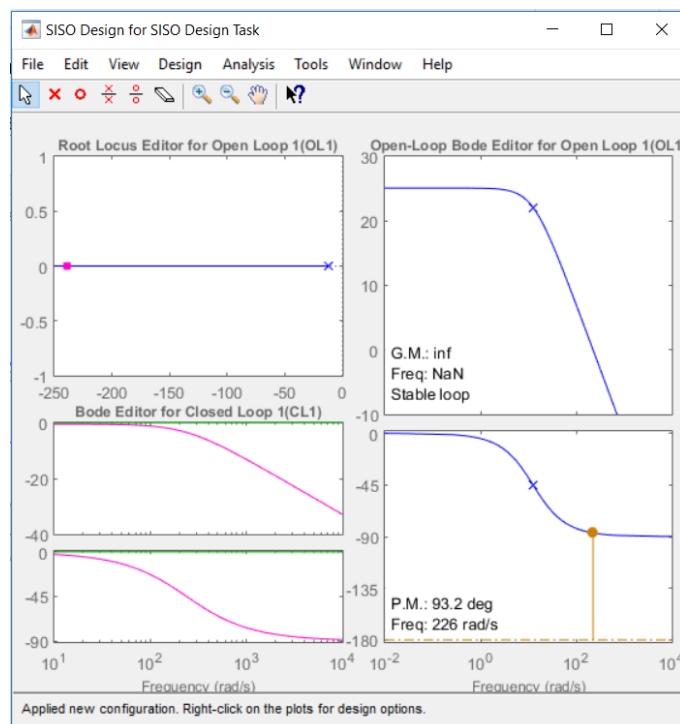


Ilustración 73 Diagrama de Bode con Lazo cerrado unitario
Fuente: Elaboración propia

El comportamiento de la planta en lazo abierto es el esperado, un sistema muy lento, dado que la frecuencia de corte es 12,57 Hz porque el condensador a la salida es muy grande. Se introducen también los valores para la ganancia del sensor $H(s) = 0,2$; la ganancia del sensor vendrá determinada por el divisor de voltaje que se ponga a la salida del convertidor, $V_{ref} = 1V$ porque tiene que controlar una salida de 5 V. Ahora se va a perturbar el sistema mediante una señal escalón, hay que ir a la pestaña de Analysis Plots de la ventana que aparece en la Ilustración 74 y pulsar plot1.

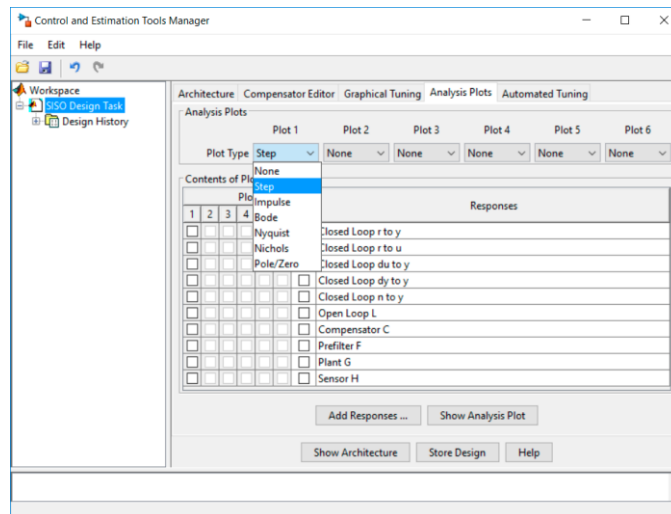


Ilustración 74 Analysis Plots
Fuente: Elaboración propia

Se muestra el gráfico de la respuesta escalón del sistema en lazo cerrado:

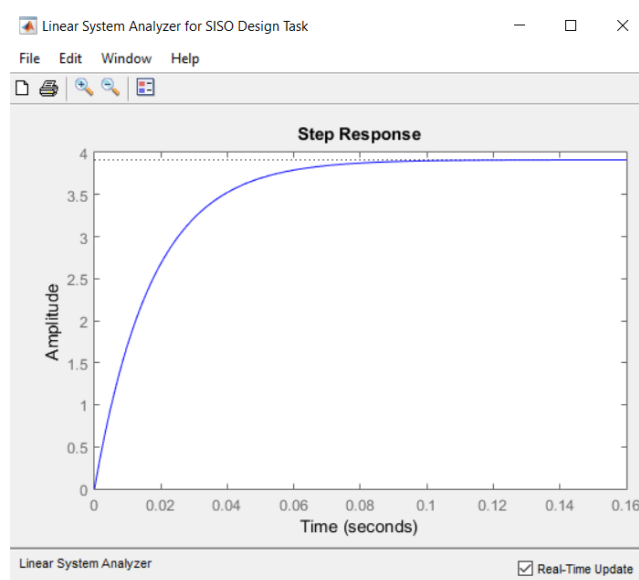


Ilustración 75 Respuesta escalón del bucle
Fuente: Elaboración propia

Una vez caracterizado el sistema en lazo cerrado con valor unitario de regulador, es el momento de ir añadiendo parámetros para ajustar el sistema a las especificaciones

deseadas. Lo primero que se debe de hacer es introducir un integrador para eliminar el error de offset del sistema, por lo que se tiene que ir a la ventana de la Ilustración 73 y pulsar botón derecho, añadir integrador (ver Ilustración 76).

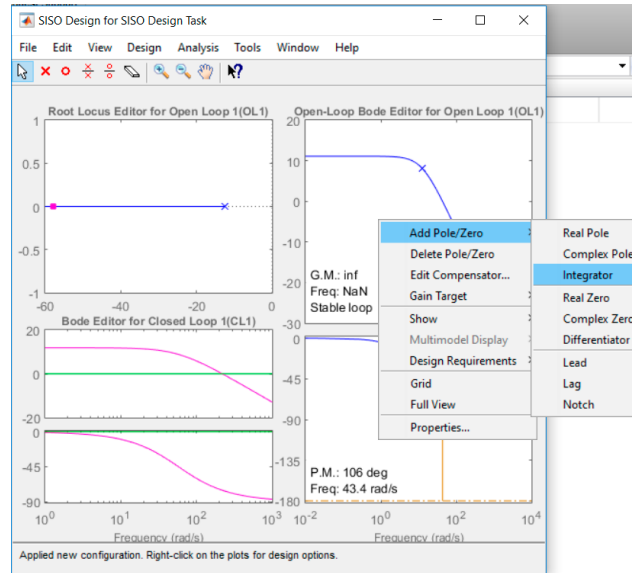


Ilustración 76 Añadir integrador
Fuente: Elaboración propia

Como se puede comprobar la respuesta escalón ha cambiado y el diagrama de Bode también

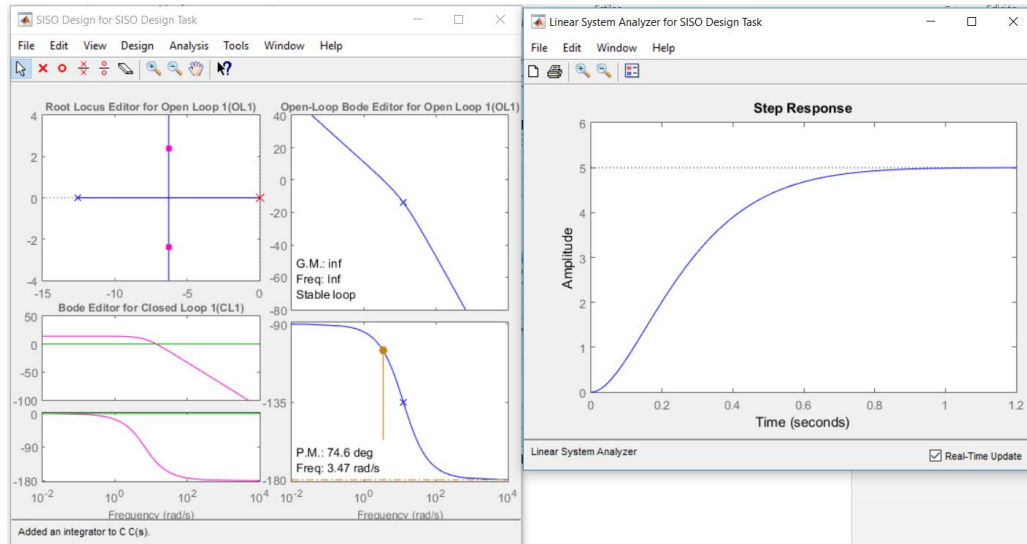


Ilustración 77 Nueva respuesta escalón
Fuente: Elaboración propia

Se debe ajustar la ganancia todo lo que se pueda sin desestabilizar el sistema para hacerlo un poco más rápido, pero como ya se dijo anteriormente, no es la prioridad.

El regulador queda finalmente así:

$$C(s) = \frac{2.1528}{s}$$

3 Herramienta SmartCtrl:

Otra metodología que se puede emplear para hallar el regulador es utilizar la herramienta SmartCtrl. Los pasos a seguir son los siguientes:

- 1) Se abre SmartCtrl desde PSIM y se mostrará la siguiente Ilustración:

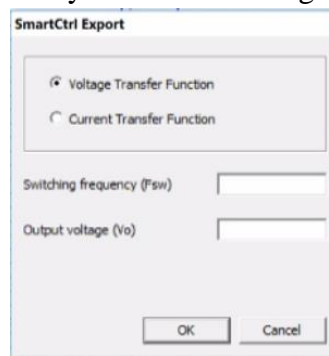


Ilustración 78 SmartCtrl 1
Fuente: Elaboración propia

- 2) Se seleccionan las siguientes pestañas:

Design/ Predefined topologies / DCDC Converters / Single Loop /Flyback /Voltage mode controlled.

Se deben introducir los parámetros del convertidor en la pestaña que aparezca tal como se muestra en la Ilustración 79.

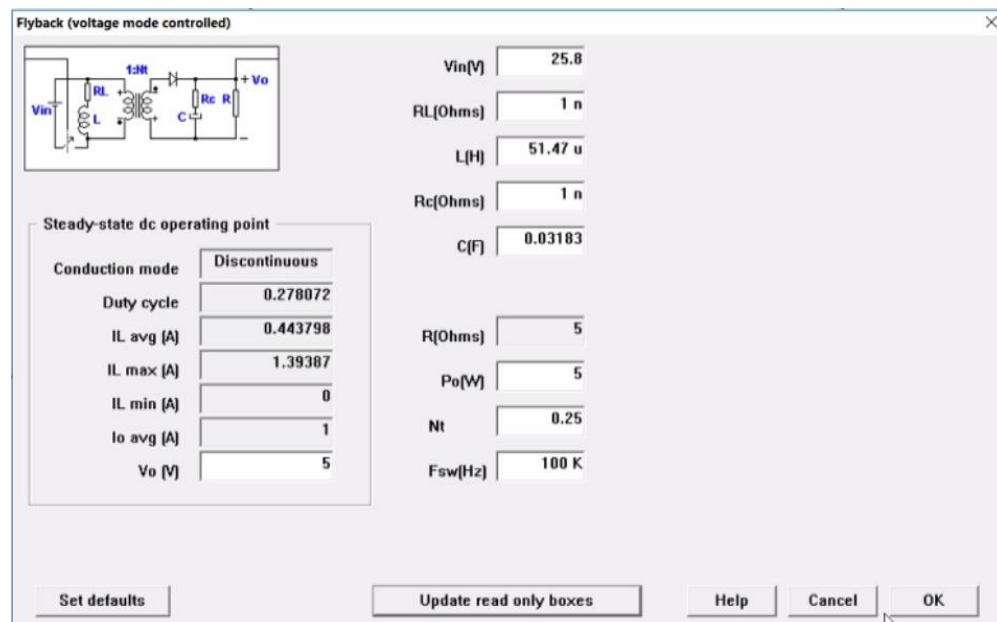


Ilustración 79 SmartCtrl 2
Fuente: Elaboración propia

- 3) En el apartado de planta se selecciona: voltaje mode controlled.
- 4) En sensor: Isolated V.sensor. Con ganancia de 0,2 y voltaje de referencia 1 V (ver Ilustración 80).

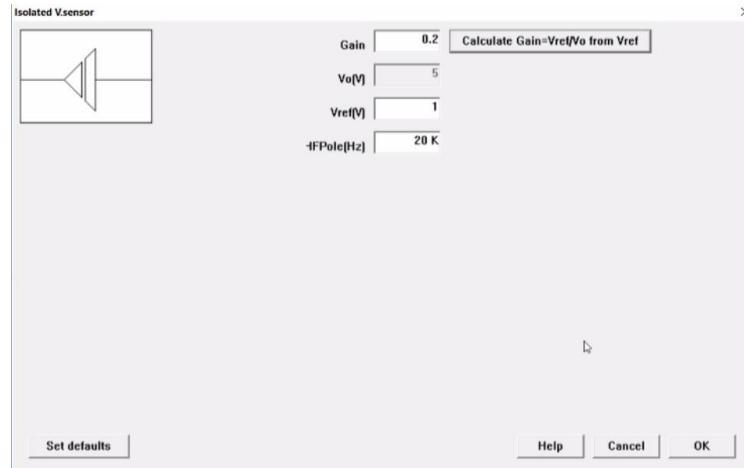


Ilustración 80 SmartCtrl 3
Fuente: Elaboración propia

- 5) Se elige como regulador un tipo PI y un rango de frecuencia entre 0.01 Hz y 999000 Hz dado que nuestra frecuencia de corte está en 1Hz.

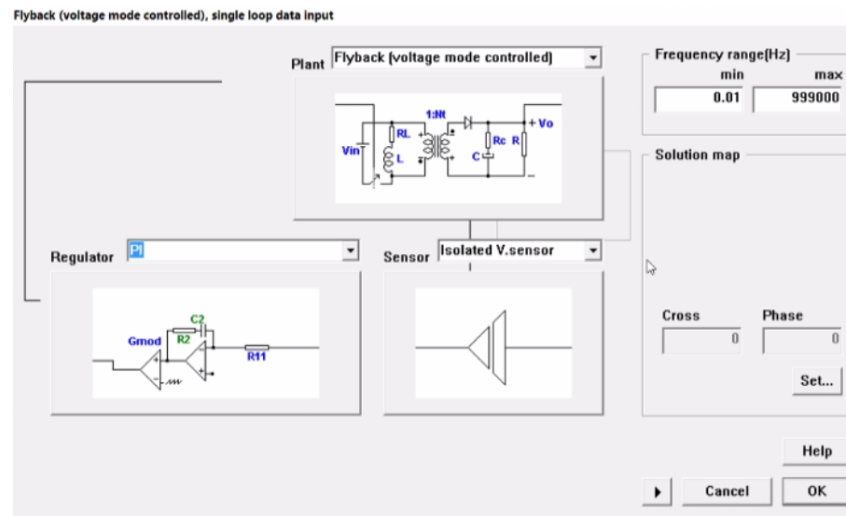


Ilustración 81 SmartCtrl 4
Fuente: Elaboración propia

- 6) Se selecciona una frecuencia de corte de 1Hz y una fase de 65 (ver Ilustración 82).

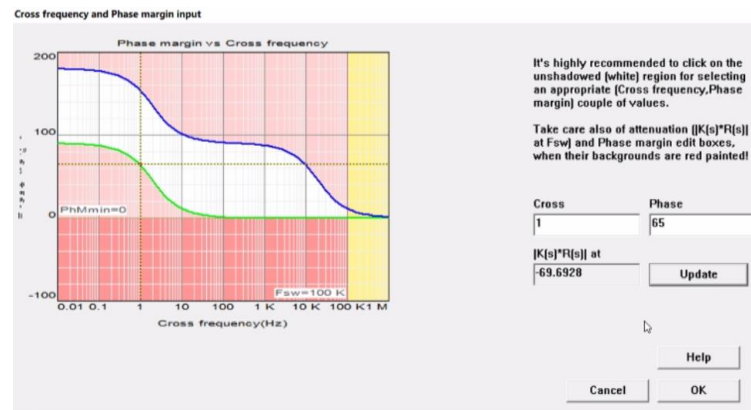


Ilustración 82 SmartCtrl 5
Fuente: Elaboración propia

Una vez introducidos todos los parámetros se mostrarán los valores para el regulador, en este caso queda de la siguiente manera:

$$C = \frac{0.00427629 * s + 1}{s * 0.512115}$$

Como puede apreciarse ahora se obtiene un cero en el semiplano derecho, pero no afectará a la planta porque se operará a bajas frecuencias.

- 7) Se exporta el regulador a PSIM (ver Ilustración 83).

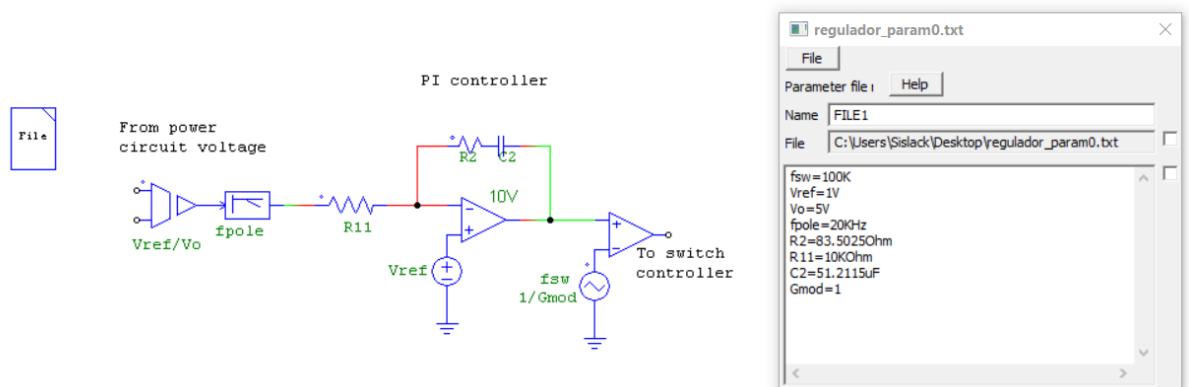


Ilustración 83 Regulador calculado con SmartCtrl
Fuente: Elaboración propia

Este regulador es tan válido como el hallado por Matlab, pero cabe destacar que no son la mejor opción ninguno de los dos. No obstante, para el uso didáctico que se le va a dar al convertidor, estas aproximaciones de diseño son más que suficientes

3 Comprobación mediante simulación en PSIM

Para verificar que el regulador calculado puede controlar la planta y garantizar la estabilidad del sistema frente a perturbaciones se introducirán los valores en PSIM, pero previamente se estudiará el comportamiento de la planta mediante la herramienta ACsweep.

1 Herramienta ACsweep

La herramienta ACsweep permite mostrar la respuesta en frecuencia de un sistema controlado por una PWM al que se le aplican pequeñas perturbaciones en el ciclo de trabajo; o lo que es lo mismo, permite obtener el diagrama de Bode de la planta.

Para poder hacer uso de esta herramienta, hay que saber que no se puede aplicar a un sistema de corriente alterna, puesto que con ACsweep sólo se desea perturbar el ciclo de trabajo y en alterna la tensión de entrada también está variando. Por lo que para utilizar esta herramienta **se debe caracterizar el sistema como un convertidor CC/CC con tensión de entrada igual a la tensión eficaz en alterna.**

Se añade una fuente sinusoidal que perturba el ciclo de trabajo (ver Ilustración 84), muy importante nombrarla **vsweep**.

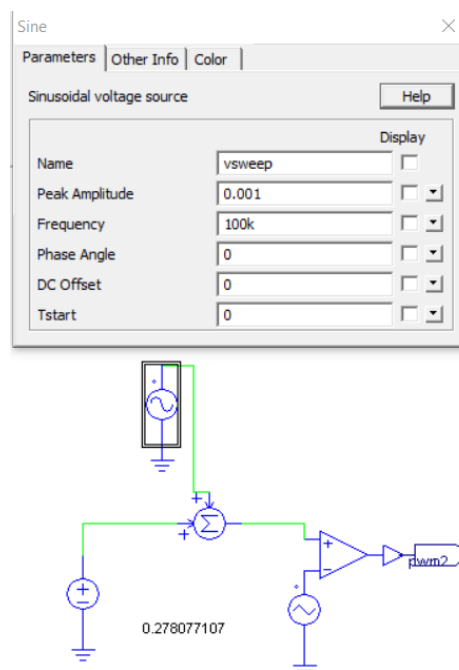


Ilustración 84 Perturbación del ciclo de trabajo

Fuente: Elaboración propia

Se deben introducir dos elementos más al circuito, yendo a elementos, otros y se selecciona la probeta ACsweep; de nuevo a elementos, otros, ACsweep y se configura de la siguiente manera.

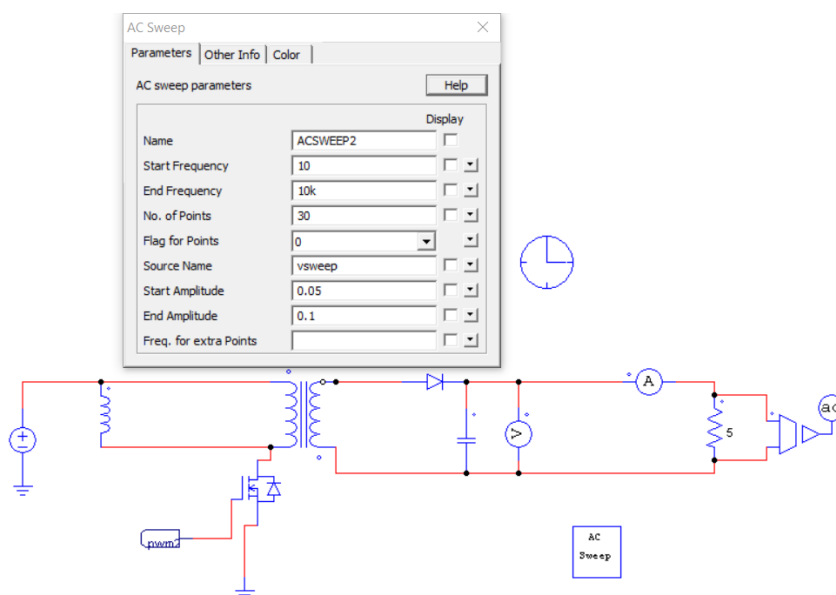


Ilustración 85 ACsweep
Fuente: Elaboración propia

Si se ha realizado todo bien, al simular se debería obtener el diagrama de Bode para el sistema en lazo abierto (ver Ilustración 86).

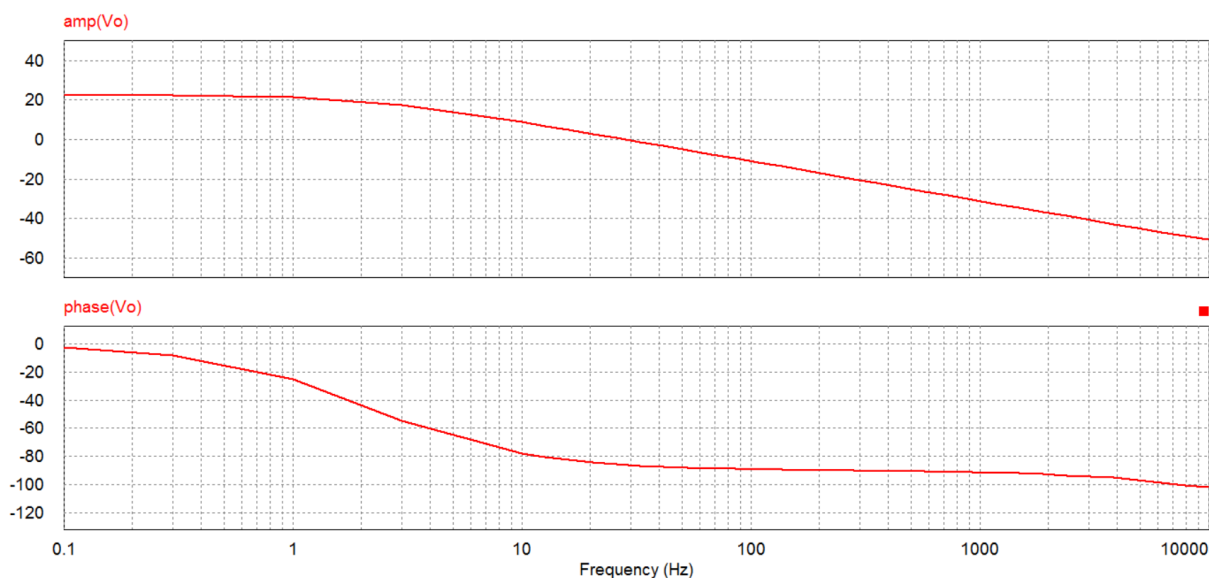


Ilustración 86 Diagrama de Bode Lazo abierto PSIM
Fuente: Elaboración propia

Si se comparan las gráficas con las que nos ofrece Matlab para lazo abierto (ver Ilustración 87), se comprueba que se asemejan bastante, por lo que se puede finalizar diciendo que las funciones de transferencia describen el mismo comportamiento en ambos programas y que por lo tanto los cálculos realizados anteriormente son válidos para caracterizar la planta.

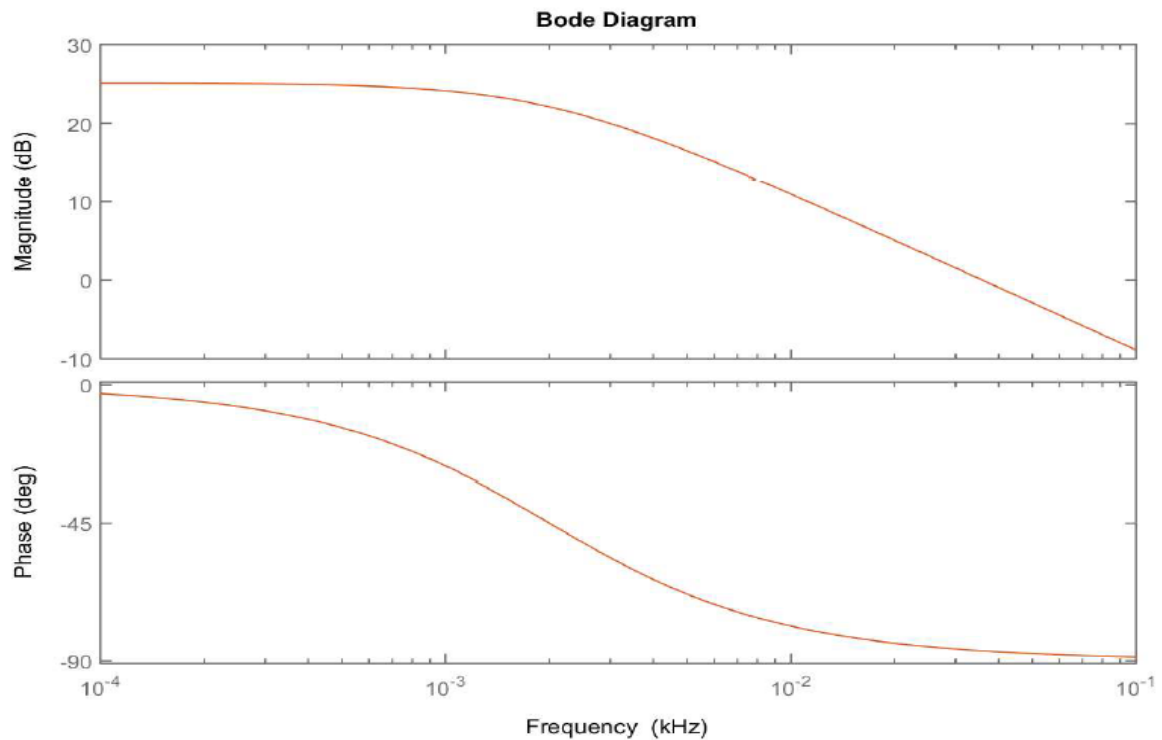


Ilustración 87 Diagrama de Bode Lazo abierto Matlab

Fuente: Elaboración propia

2 Comparativa de las señales de salida para convertidor controlado y sin controlar

Para verificar que el regulador es correcto se simulará en PSIM con los parámetros calculados en Matlab y se realiza una comparativa de las señales de salida entre el modelo sin controlar y el modelo controlado. Cabe destacar que el regulador no es ni por mucho el óptimo, dado que lo se ha calculado de manera intuitiva y existen formas más sofisticadas para hacerlo, pero para el uso que se le va a dar es más que suficiente.

Si se añade el regulador al esquema en PSIM, debe de quedar de la siguiente manera (ver Ilustración 88).

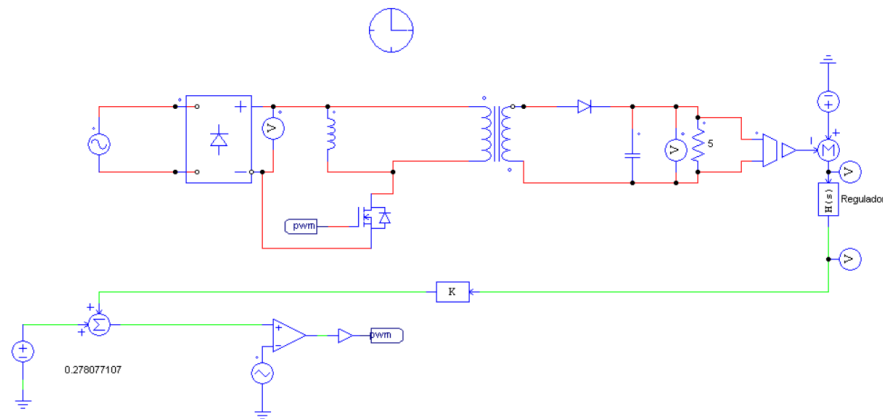


Ilustración 88 Circuito de la Planta con Regulador

Fuente: Elaboración propia

Para comprobar que el regulador hace que la planta sea estable frente a perturbaciones, se van a introducir picos de tensión a la entrada, esto se hace durante la simulación, pausándola y modificando los parámetros.

Se introduce una tensión inicial en el condensador de 6 voltios y más tarde se añade un pico que altera la tensión de entrada desde 25 a 35 voltios eficaces en $t = 0.8$ s. En la Ilustración 83 se puede apreciar cómo desde el primer momento el lazo de control actúa llevando la tensión a la salida al valor especificado, mientras que la señal que no está controlada no llega nunca al valor de 5 voltios.

La gráfica V_7 representa la señal de error en el lazo de control (diferencia entre la referencia a seguir y el valor de realimentación), este valor debe ser cero para garantizar que se está regulando bien la planta.

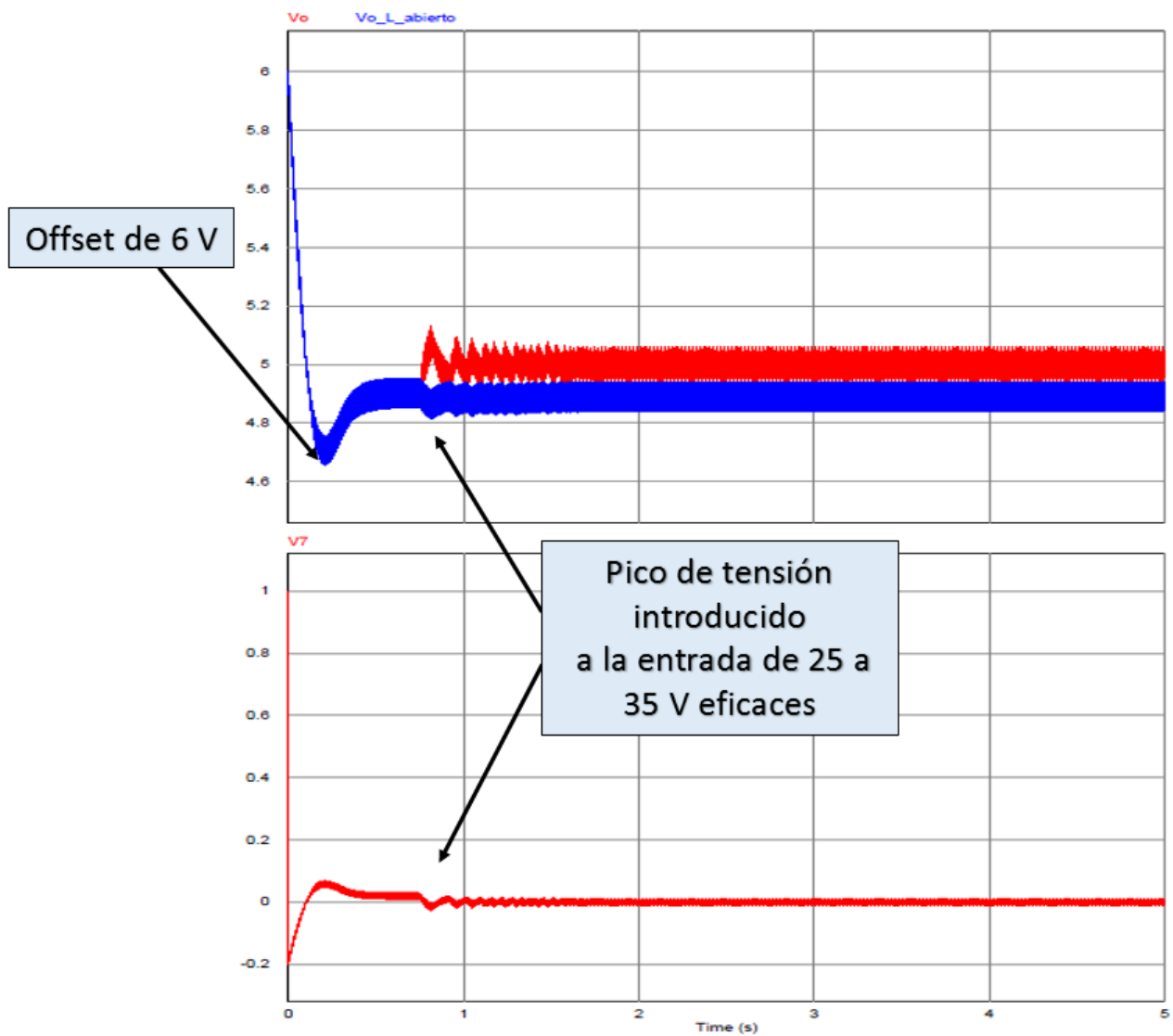


Ilustración 89 Respuesta frente a perturbaciones

Fuente: Elaboración propia



7 Diseño y montaje del prototipo del convertidor Flyback CA/CC.

Una vez realizado un estudio teórico del Sistema, es el momento de ir al laboratorio y ver con qué material se cuenta para la fabricación del prototipo para prácticas.

1 Selección de componentes del laboratorio.

Antes de seleccionar nada del laboratorio, se deben revisar los parámetros importantes que determinarán el funcionamiento del convertidor (ver Tabla 10).

Tabla 10 Parámetros de funcionamiento
Fuente: Elaboración propia

n=1/N	Lref (primario)	L(ref secundario)	K		D				TRANS Y DIODE					
			K (min I)	K (max I)	D max I y Vp	D max I	D max Vp	D min I Vp	V bl trans	V bl diode	Ipk max Trans	Ipk max diode	Irms max trans	Irms max diode
1	6,76991E-06	6,76991E-06	0,2166	0,2708	0,10084906	0,130095293	0,0902	0,116361	41,4867	41,48671	5,435298734	5,435298734	0,800347486	1,753781784
2	2,04682E-05	5,11706E-06	0,1637	0,20468	0,17535596	0,226209191	0,15684	0,202328	46,4867	23,24335	3,125897658	6,251795315	0,606951869	1,880902228
3	3,60283E-05	4,00314E-06	0,1281	0,16013	0,23264947	0,300117818	0,20809	0,268434	51,4867	17,16224	2,356097299	7,068291896	0,526942814	1,999958958
4	5,14719E-05	3,21699E-06	0,1029	0,12868	0,27807711	0,358719468	0,24872	0,320848	56,4867	14,12168	1,971197119	7,884788477	0,481983203	2,112315904
5	6,60394E-05	2,64158E-06	0,0845	0,10566	0,31497922	0,40632319	0,28173	0,363427	61,4867	12,29734	1,740257012	8,701285058	0,452870021	2,218991015
6	7,94806E-05	2,20779E-06	0,0706	0,08831	0,34554993	0,445759406	0,30907	0,398699	66,4867	11,08112	1,58629694	9,517781639	0,432373551	2,320767927

Los valores que se deben tener en cuenta son los siguientes:

$$V_g = 25.8 * \sqrt{2} V$$

$$I_o = I_{Diodo} = 1 A$$

$$0 < R_{on} < 1 \Omega$$

$$0 < R_d < 0,5 \Omega$$

$$0 < R_L < 1 \Omega$$

$$V_{bloqueoDiodo} = 14,12 V$$

$$V_{bloqueoMosfet} = 56,48 V$$

$$I_{pk_{max}Diodo} = 7,88 A$$

$$I_{pk_{max}Mosfet} = 1,971 A$$

$$I_{ef_{max}Diodo} = 2,12 A$$

$$I_{ef_{max}Mosfet} = 0,48 A$$

1 Selección del MOSFET

Se intentará ajustarse lo más posible a las características necesarias del convertidor y cubriendo un factor de seguridad de 2.

$$FS = \frac{\text{Esfuerzo último}}{\text{Esfuerzo aplicado}} = 2 \quad (129)$$

Se utiliza este factor de seguridad para evitar costes innecesarios, por lo que reducimos el catálogo del laboratorio a los componentes que se muestran en la Tabla 11.

Tabla 11 Catálogo de Mosfet reducido
Fuente: Elaboración propia

Catálogo de MOSFET						
Denom	Vdsmax(V)	Idmax(V)	Rdson(Ω)	Coss(Pf)	Ciss(Pf)	Canal
IRF530	100	16	0,16	400	1100	N
IRF540	100	28	0,077	600	2000	N
IRF640	200	18	0,18	430	1300	N
IRF740	400	10	0,55	260	1450	N
IRF830	500	4,5	1,35	120	10	N
IRF840	500	8	0,85	200	1300	N

De los anteriores MOSFET todos cumplen que soportan el triple o incluso más, los valores de tensión de entrada del convertidor ($V_g = 25.8 * \sqrt{2} = 36.48 V$); en cuanto a la corriente directa máxima soportable todos la cumplen también por lo que el factor determinante será la R_{ON} . Se selecciona el que menor valor de R_{ON} tiene, por lo que la opción elegida es el **MOSFET IRF540**.

2 Diodo

Al igual que con los MOSFET, el catálogo para diodos rectificadores es bastante amplio. En el caso de los diodos, interesa que sea lo más rápido posible y que soporte los valores de la Tabla 10. Reduciendo el catálogo del laboratorio se obtiene la Tabla 12:

Tabla 12 Catálogo de Diodos reducido
Fuente: Elaboración propia

Catálogo de Diodos								
Denom	Vrrp(V)	Vrms(V)	Voc(V)	Ifav(A)	Ifsm(A)	Tipo	trr(ns)	tfs(ns)
MBRS1100T3	100			2	50	Rect Schottky		
MUR110	100	100	100	1	35	Ultrafast Rect	25/35	25
MUR410	100	100	100	4	110	Ultrafast Rect	25/35	25

Todos cumplen con los valores de seguridad de tensión, pero el diodo MUR110 no lo cumple para su corriente media, que coincide con la de funcionamiento con carga mínima (1 A). De los dos diodos que quedan, se selecciona el MBRS1100T3 por tratarse de un diodo schottky, un tipo de diodo muy utilizado en circuitos de potencia; pero si se observa su datasheet su corriente media soportable es de 1 amperio y no de 2 como se muestra en el catálogo. Por cosas como esta es **siempre necesario comprobar la datasheet** de cada componente y asegurarse de los parámetros. Para corregir este percance lo que se opta por hacer es poner en paralelo dos diodos **MBRS1100T3** asegurando así que se cumple con el factor de seguridad.

3 Driver

La utilización de un driver es imprescindible para que tengamos una señal PWM lo más limpia posible. Se debe de colocar a la salida del puerto que habilitemos para la señal PWM y conecta la tarjeta de control con el terminal “gate” del MOSFET como se muestra en la Ilustración 90.

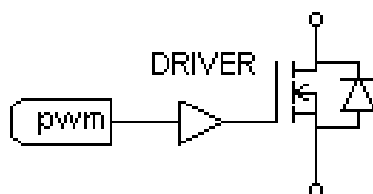


Ilustración 90 Conexión Driver
Fuente: Elaboración propia

Si se consulta el catálogo proporcionado se contará con tres opciones diferentes (ver Tabla 13).

Tabla 13 Catálogo Driver
Fuente: Elaboración propia

Catálogo de Drivers					
Denom	Voffset (V)	Vout(V)	Io(A)	ton/off(ns)	DM (u/s)
IR2155	600	10-20	0.21/0.42	120/70	1.2
IR2110	500	10-20	2/2	120/94	0.01
TC4469	-	4.5-18	1.2	75	0.025

Se elige la opción más sencilla y que se adapte bien al convertidor, por lo que de los 3 se selecciona el último **TC4469** que se utiliza para el control de motores y su esquema es el mostrado en la Ilustración 91.

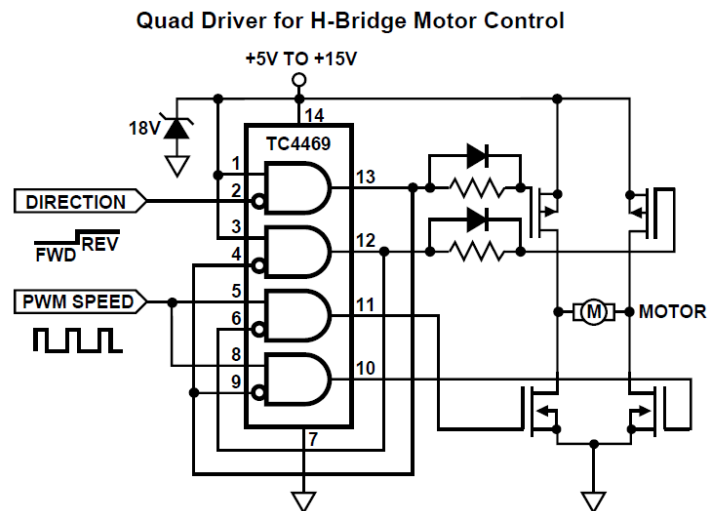


Ilustración 91 Circuito ejemplo Driver
Fuente: [17]

4 Búffer

Para que los valores leídos por la tarjeta microcontroladora no se vean alterados por la impedancia del circuito, es necesario colocar un buffer o seguidor de tensión después del divisor de tensión como se muestra en la Ilustración 92.

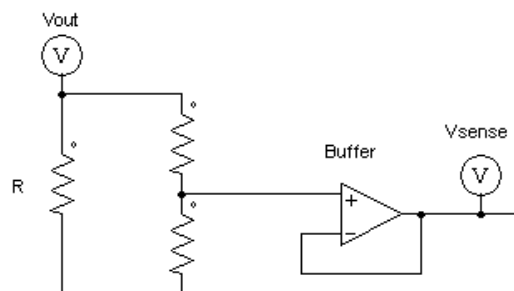


Ilustración 92 Buffer

Fuente: Elaboración propia

En el laboratorio se cuenta con varios tipos de amplificadores operacionales que se pueden utilizar, pero se ha optado por el **TL082** dado que se utilizó en las prácticas de Instrumentación Electrónica y cumple perfectamente con el objetivo.

5 Condensador

Dado que el condensador calculado para PSIM es demasiado grande debido a que se exige un 1% de rizado del voltaje a la salida, se ha optado por aumentar el rizado admisible hasta el 10% y con ello se requiere un condensador de valor $C = 0,00318 F$.

Lo más próximo que se consigue estar es colocando cuatro condensadores de $680\mu F$ y uno de $470\mu F$ dando como resultado un condensador $C = 0,00319 F$ (ver Ilustración 93).

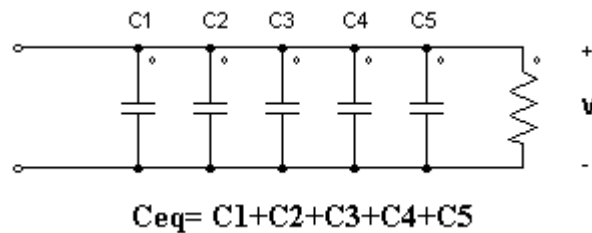


Ilustración 93 Condensadores

Fuente: Elaboración propia

6 Puente rectificador

Como el proyecto se trata de un convertidor CA/CC, se tiene que rectificar la señal sinusoidal de entrada mediante un puente de diodos o rectificador de onda completa (ver Ilustración 95). Dicho puente de diodos se ha realizado siguiendo el esquema de la Ilustración 94, utilizando diodos MUR410 que soportan 100 V eficaces y una corriente de entrada media de 4 A. No importa que los diodos sean lentos debido a que la señal que tienen que rectificar es la de línea; es decir, 50 Hz.

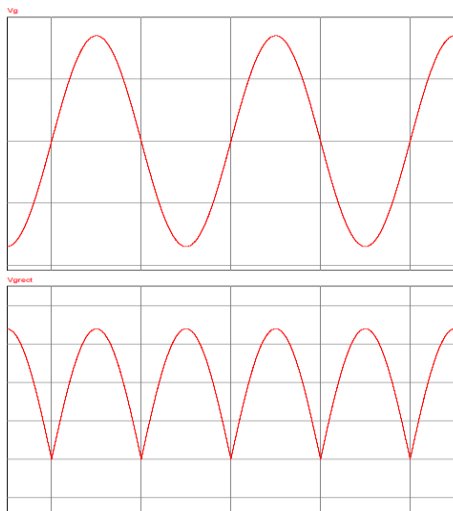


Ilustración 95 Señal rectificada

Fuente: Elaboración propia

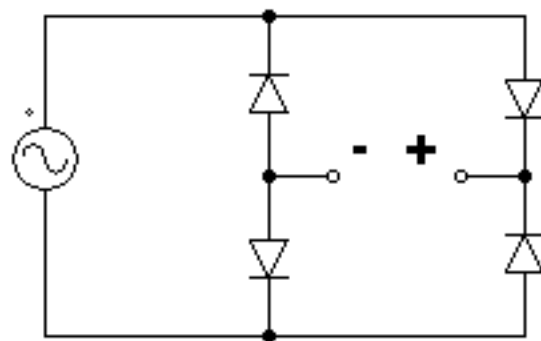


Ilustración 94 Puente de diodos

Fuente: Elaboración propia

7 Cargas aplicadas

Para poder realizar un estudio más en profundidad del comportamiento del convertidor, se ha optado por añadir la posibilidad de variar las cargas del convertidor, los valores escogidos son los siguientes:

$$R_1 = 5 \, \Omega$$

$$R_2 = 6 \, \Omega$$

$$R_3 = 10 \, \Omega$$

Todas las cargas deben ser capaces de soportar los 5 w de potencia de salida máxima que se suministran.

2 Diseño y montaje del transformador mediante PExprt

El transformador al ser un elemento muy específico es necesario diseñarlo y montarlo; rara será la vez que el convertidor coincida con un transformador estándar. Para facilitar el cálculo de las características del transformador se hará uso de la herramienta de diseño PExprt.

Se abre la aplicación y se crea un nuevo proyecto, para ello hay que seleccionar el icono de la hoja en blanco y se desplegará una ventana. Se selecciona Flyback Type y luego Waveform Based como se muestra en la Ilustración 96.

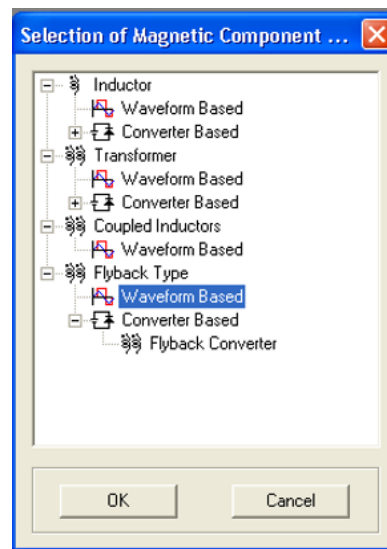


Ilustración 96 PExprt 1
Fuente: Elaboración propia

Se abre un menú de diseño en el cual se puede seleccionar los núcleos, tipo de carrete, cable y material. Antes de empezar se debe haber realizado un listado con los componentes

disponibles en el laboratorio, dado que no se permite seleccionar todos los núcleos, carretes y formas que existen en el mercado.

Una vez realizado el listado, se empieza seleccionando el núcleo. Se arrastra la pestaña de Ferroxcube a la Librería de Diseño, dado que todos los núcleos que se encuentran en el laboratorio son de esta marca; si se tuvieran varios tipos de marcas se debe realizar primeramente el estudio sobre un tipo en concreto, dado que PExprt no permite el estudio simultáneo de varios modelos. Los núcleos que se van a estudiar son los de tipo RM (ver Ilustración 97), se despliega y seleccionan los distintos tamaños con los que se cuenta clicando con el botón derecho hasta que aparezca el símbolo de la herramienta (ver Ilustración 99).



Ilustración 97 Núcleo Ferroxcube RM

Fuente: [18]

Es el momento de seleccionar el tamaño de los cables, se despliega la pestaña de Ferroxcube en la Librería de Diseño y se hace click en Round. Aparecerán unas letras AWG (American Wire Gauge), que indica el calibre del cable en el sistema de medición americano, para saber su equivalente en mm se puede clicar en cualquiera de ellos con el botón izquierdo y en la ventana de propiedades aparecerá indicada la cifra en mm (ver Ilustración 98); en este caso se selecciona el AWG34 que equivale a 0,2 mm que es el cable con el que se cuenta en el laboratorio. El calibre del cable no es un factor muy relevante dado que se pueden entrelazar en paralelo varios cables de sección pequeña para conseguir uno con mayor sección.

Property	Value
Name	AWG34
Wire Type	ROUND
Diameter [mm]	0.200
Resistivity [ohm*m]	2.21e-008
Insulator thickness [mm]	0.020

Ilustración 98 Propiedades del cable

Fuente: Elaboración propia

Por último se selecciona el material del núcleo, en este caso se cuenta con núcleos de tipo 3C90 y 3F3, PExprt calculará todas las posibilidades con estos valores, pero hay que descartar las que no se puedan fabricar (Ej: No se podrá fabricar un transformador con tamaño RM6/I y material 3F3 porque para RM6/I sólo se tiene con material 3C90).

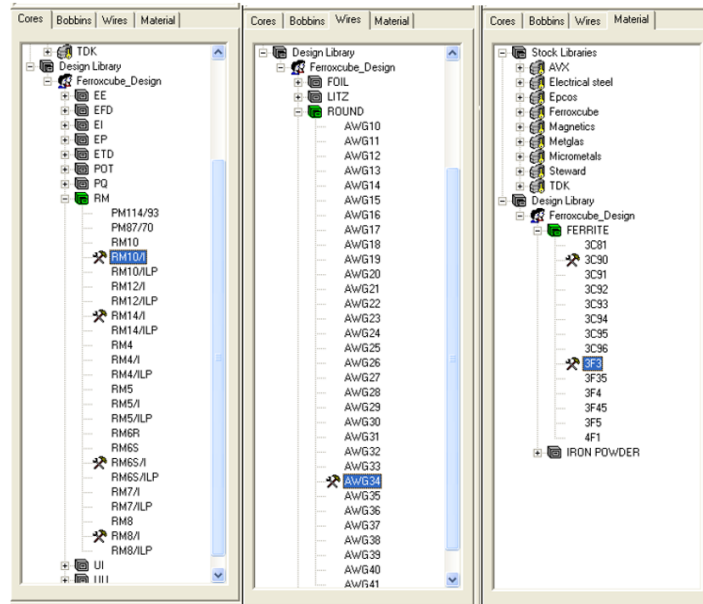


Ilustración 99 Selección de componentes

Fuente: Elaboración propia

Ahora hay que hacerle saber a PExprt las propiedades del transformador, utilizando los parámetros que se calcularon en apartados anteriores, se deben introducir los parámetros tal y como aparecen en la Ilustración 100.

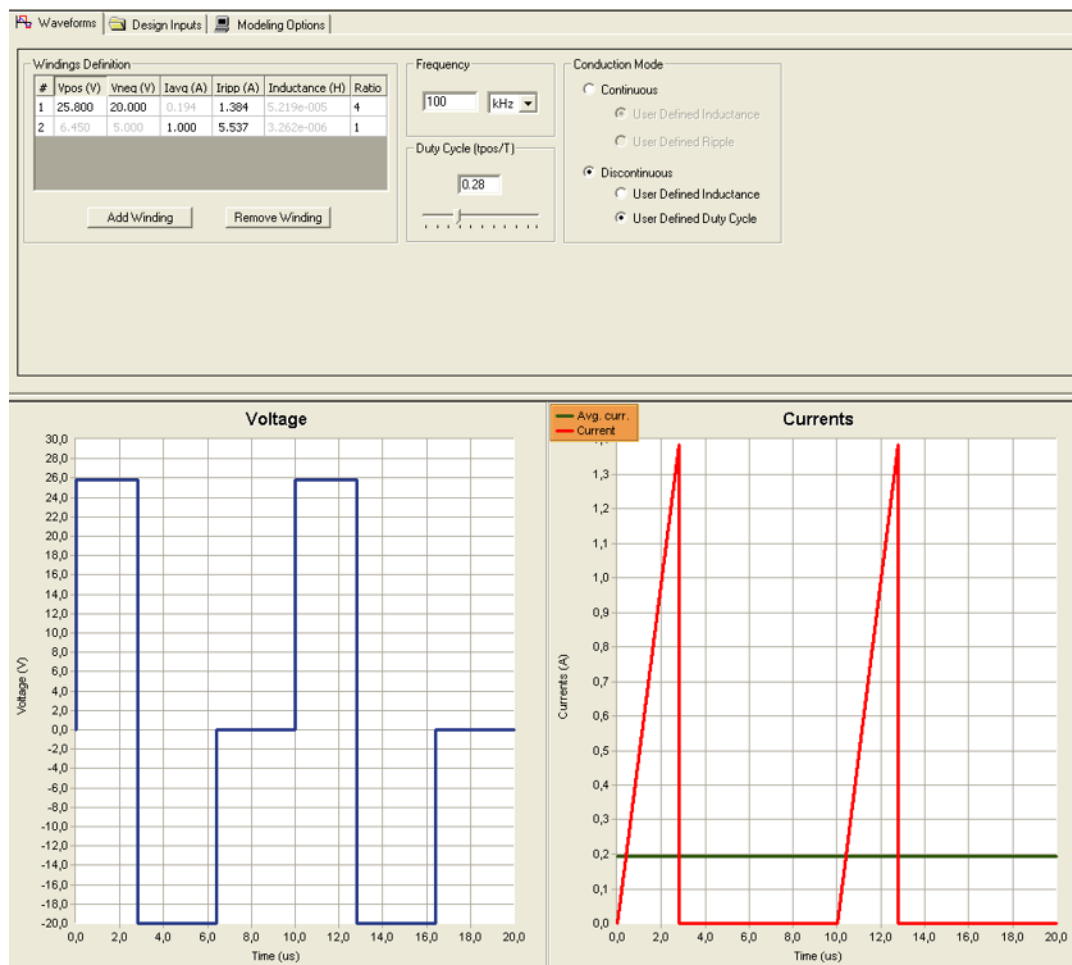


Ilustración 100 Parámetros Flyback CA/CC

Fuente: Elaboración propia

Se deben de tener en cuenta varias cosas:

- 1) PEXPT sólo trabaja diseños de CC, por lo que hay que elegir el valor más desfavorable, en este caso es la tensión eficaz a la salida del transformador $V_{grms} = 25,8 \text{ V}$.
- 2) V_{pos} es el voltaje eficaz de entrada.
- 3) V_{neg} es el voltaje de salida llevado al primario:

$$V_{neg} = \frac{V_o}{N} = \frac{5}{0.25} = 20V$$

- 4) I_{avg} es el voltaje medio de salida del convertidor; es decir:

$$I_{avg} = \frac{V_o}{R} = \frac{5}{5} = 1A$$

- 5) Se selecciona MCD y se varía el ciclo de trabajo hasta $D = 0.278 \approx 0.28$
- 6) Se comprueba que efectivamente para ese valor de ciclo de trabajo la inductancia se aproxima a la calculada anteriormente, $L_m = 5,14719 * 10^{-5} \text{ H}$ y $L_{PEXPT} = 5,21 * 10^{-5} \text{ H}$.

- 7) Se selecciona el ratio 4 a 1 y la frecuencia a 100KHz.

En la pestaña Design Inputs hay que introducir otros parámetros importantes (ver Ilustración 101):

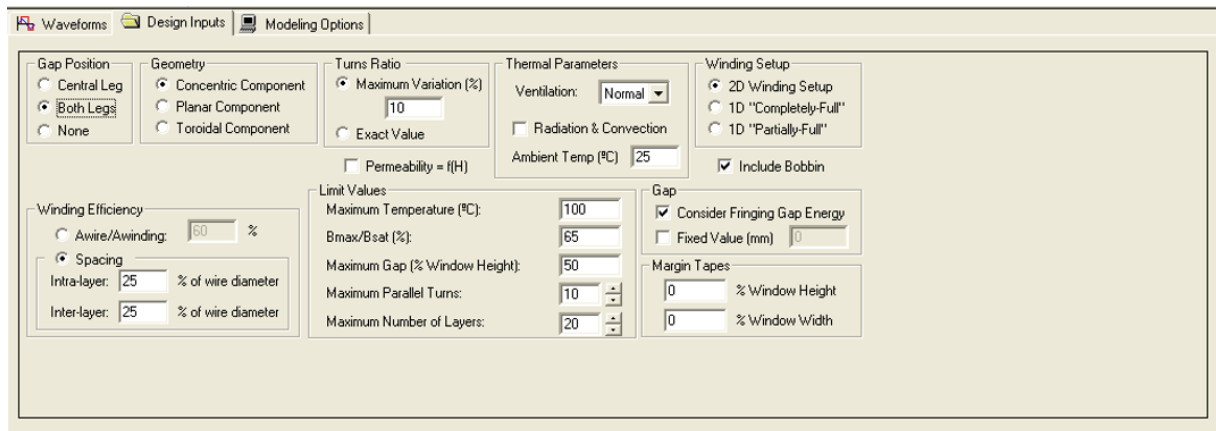


Ilustración 101 Design Inputs

Fuente: Elaboración propia

Antes de modificar nada en esta pestaña, conviene explicar un par de cosas:

Gap: Para poder reducir el valor de la permeabilidad magnética μ del material del núcleo y con ello evitar que el núcleo sature a niveles bajos de B (densidad de flujo magnético), se le suele añadir un pequeño aislante entre las patas del núcleo del transformador (en nuestro caso papel de $100\mu m$). Introduciendo este aislante, se modifica el valor de la permeabilidad; para ver un ejemplo de la influencia de introducir Gap en el transformador se puede consultar el Datasheet del núcleo del transformador (ver Ilustración 102). El gap se añade además para ajustar la inductancia magnetizante a la que se necesita.

Ferroxcube

RM, RM/I, RM/ILP cores and accessories

RM6S/I

GRADE	A_L (nH)	μ_e	TOTAL AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	63 $\pm 3\%$	≈ 40	≈ 1080	RM6S/I-3C90-A63
	100 $\pm 3\%$	≈ 63	≈ 600	RM6S/I-3C90-A100
	160 $\pm 3\%$	≈ 100	≈ 340	RM6S/I-3C90-A160
	250 $\pm 3\%$	≈ 157	≈ 200	RM6S/I-3C90-A250
	315 $\pm 3\%$	≈ 198	≈ 150	RM6S/I-3C90-A315
	400 $\pm 3\%$	≈ 251	≈ 110	RM6S/I-3C90-A400
	630 $\pm 5\%$	≈ 396	≈ 65	RM6S/I-3C90-A630
	2600 $\pm 25\%$	≈ 1630	≈ 0	RM6S/I-3C90

Ilustración 102 Datasheet núcleo RM6S/I de Ferroxcube

Fuente: [18]

Introducir Gap suaviza la pendiente que relaciona la densidad de flujo magnético B y la intensidad del campo magnético H (ver Figura 4.14).

$$B = \mu_0 * \mu_e * H$$

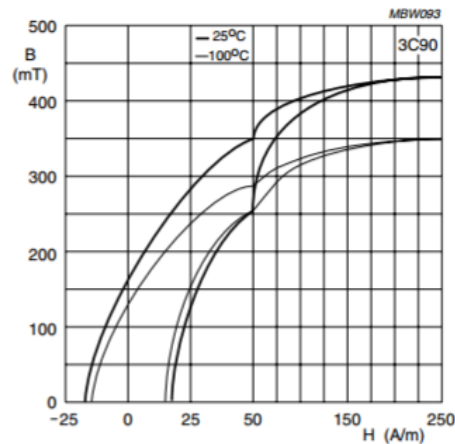


Ilustración 103 Relación entre B y H material 3C90 Ferroxcube

Fuente: [18]

Se hará uso de esta característica que proporciona el Gap y se introducirá papel como aislante en ambas patas del núcleo.

No se debe abusar del tamaño del Gap debido a que provoca radiación magnética y modifica las propiedades de conducción del bobinado si se encuentra muy próximo. El campo magnético concentrará la densidad de corriente en el lado opuesto del cable donde está se está viendo influenciado (ver Ilustración 98).

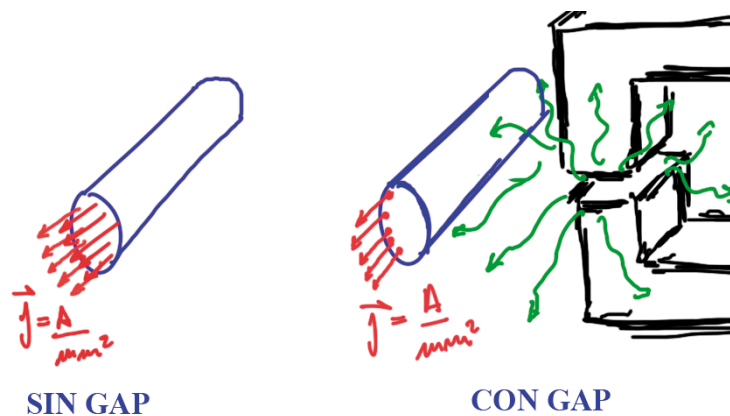


Ilustración 104 Efecto del GAP en la densidad de corriente

Fuente: Elaboración propia

Se pondrá un Gap máximo del 50 % de la altura de la ventana.

- Se restringe la temperatura máxima del núcleo a 100 °C, pero siendo un transformador de 5w no se alcanzarán estas temperaturas.

- Como ya se explicó anteriormente, se puede enrollar en paralelo varios cables para aumentar la sección, por lo que se limitará el número de cables en paralelo a un máximo de 10.

Una vez seleccionado todo, se deja que PExprt calcule todas las posibles opciones que hay disponibles. Se pulsa en Start Design Process y se mostrará un listado de todas las posibilidades que se tienen y ordenadas de menor a mayor pérdidas en el núcleo. Se descartan las opciones que no se pueden construir por falta de material o núcleo y se escoge la opción que se desee. En este caso la opción escogida tiene núcleo RM6/I de material 3C90 de Ferroxcube, con un Gap de $119\ \mu\text{m}$ (se redondeará a una sola capa de papel), con un bobinado en el primario de $N_1=12$ vueltas y en el secundario un bobinado de cuatro cables en paralelo con $N_2=3$ vueltas (ver Ilustración 105).

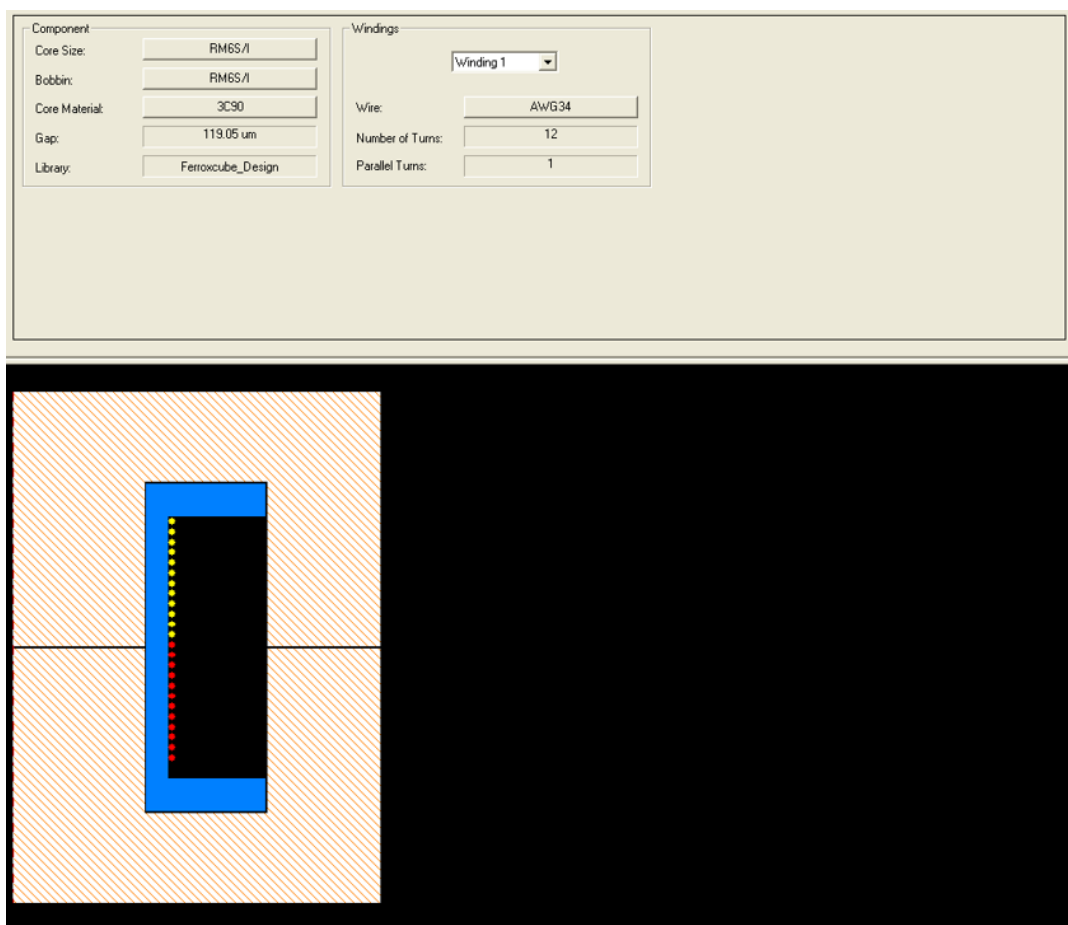


Ilustración 105 Esquema del bobinado

Fuente: Elaboración propia

En la Ilustración 106, se puede ver que las pérdidas del núcleo son de $61,736\ \text{mW}$, las pérdidas en los bobinados suman $56,63\ \text{mW}$, la temperatura máxima es $T^a = 35,12\ ^\circ\text{C}$ y la densidad de flujo máximo es de $B = 162,70\ \text{mT}$.

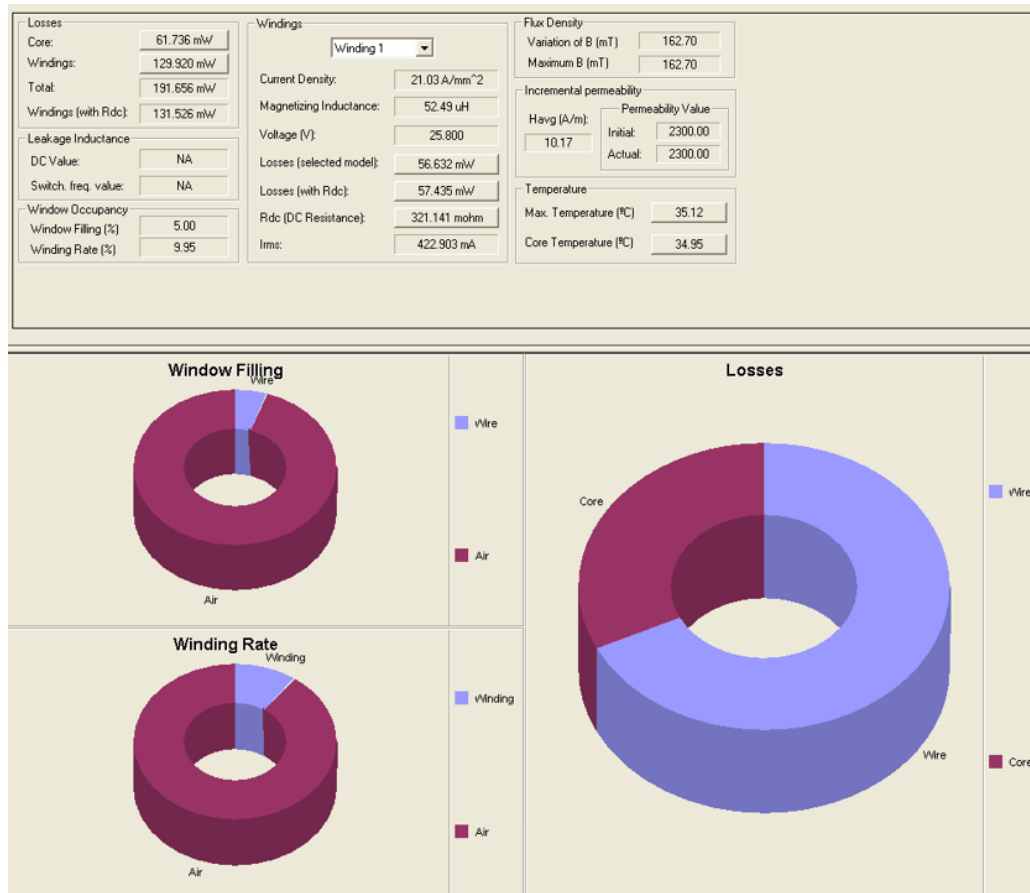


Ilustración 106 Propiedades Transformador

Fuente: Elaboración propia

8 Programación del microcontrolador EKTM4C1294XL

1 Características de la tarjeta microcontroladora EKTM4C1294XL.

La tarjeta TM4C1294 Connected Launchpad Evaluation Kit se trata de una plataforma de desarrollo de bajo coste para microcontroladores de la familia ARM® Cortex-M4F, utiliza el microprocesador TM4C1294NCPDT, que tiene las siguientes características: (Texas Instruments, 2016).

- Texas Instrument TIVA C series, arquitectura ARM Cortex M4
- 120MHz
- 1MB Flash, 256KB SRAM, 6KB EEPROM
- 10x I2C, 8x UART, 4x Quad-SSI
- 2x 12-bit ADC (2MSPS)
- Módulo de control PWM
- 2 quadrature encoder inputs
- 3 comparadores analógicos on-chip
- External peripheral & memory interface
- 10/100 Ethernet MAC+PHY



Ilustración 107 EKTM4C1294XL

Fuente: [6]

Además es compatible con los entornos de desarrollo Energía, Keil uVision, Code Composer Studio, etc. En este trabajo se va a usar Code Composer Studio para la programación de la tarjeta. Tiene muchas librerías disponibles, englobadas en TivaWare [19].

2 Programación del microcontrolador.

Para la programación de la tarjeta EKTM4C1294XL se ha reutilizado el código del compañero Carlos Salto Isla, pero con algunas variaciones. Se optó por esta medida dado que fue el primero de los compañeros en finalizar su proyecto y se usa como referencia para el resto de trabajos. Además para que cuando se requiera modificar el código en ambos convertidores, las variables y la estructura empleada se asemejarán bastante.

Para programar el microcontrolador se utiliza el lenguaje C. El programa va a consistir en una función principal (“main”) y una interrupción al periodo de conmutación del convertidor, que se encargue de tomar las medidas de voltaje mediante el ADC y de regular el circuito [19].

El flujograma del main y de la interrupción periódica que se va a utilizar son los mostrados en la Ilustración 108.

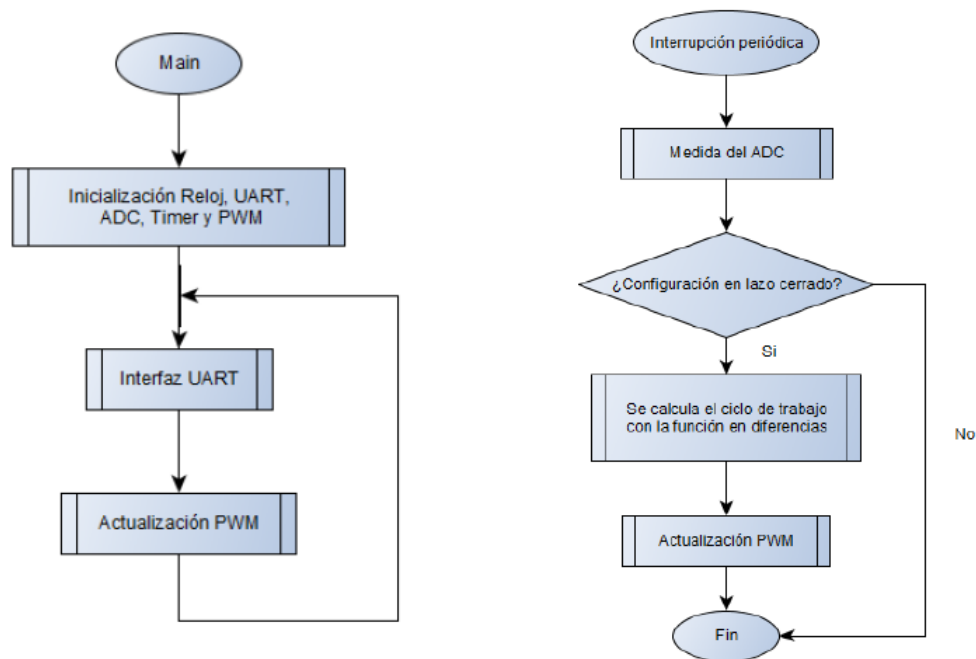


Ilustración 108 Flujogramas: Main e Interrupción Periódica

Fuente: [19]

La principal diferencia con respecto al programa de Carlos Salto, es la configuración del módulo PWM, dado que sólo se utilizará uno y en modo DOWN, que se encargará de controlar el ciclo de trabajo que se aplicará al MOSFET. Además se debe modificar la interfaz, los valores de referencia del ADC y la ecuación en diferencias que se hallará en el siguiente apartado. La interrupción del timer se configurará con frecuencia fija de 100 KHz, siendo el resto del código autoexplicativo. El programa requiere de la librería TivaWare para poder funcionar correctamente; el código del programa se puede encontrar en el ANEXO 4.

3 Discretización de la función de transferencia del regulador e implementación del código.

En este apartado se hallará la ecuación en diferencias del regulador que se utilizará en el ADC para corregir el valor del ciclo de trabajo. La ecuación del regulador ya se había hallado anteriormente.

$$C(s) = \frac{2.1528}{s} \quad (130)$$

Para discretizar la función de transferencia del regulador hay que realizar la transformada z al regulador, ya que se encuentra en el dominio de Laplace. Esto se ha realizado mediante la función de Matlab c2d(tf, Ts, 'tustin'). Donde Ts es el periodo de conmutación, tf es la función de transferencia en el dominio de Laplace y Tustin es el método usado para discretizar la función de transferencia (existen otros métodos para la discretización de funciones de



transferencia, pero se ha optado por Tustin debido a su sencillez de manejo). En Matlab quedaría de la siguiente manera (ver Ilustración 109):

```
s =  
s  
Continuous-time transfer function.  
  
>> Ts=1/100000  
  
Ts =  
1.0000e-05  
  
>> G=2.158/s  
  
G =  
2.158  
-----  
s  
Continuous-time transfer function.  
  
>> Gz=c2d(G,Ts,'tustin')  
  
Gz =  
1.079e-05 z + 1.079e-05  
-----  
z - 1  
  
Sample time: 1e-05 seconds  
Discrete-time transfer function.
```

Ilustración 109 Transformada en Z

Fuente: Elaboración propia

Pasando la transformada en Z a **ecuación en diferencias**, se llega a la siguiente expresión:

$$y(n) = y(n - 1) + x(n) * 1.076 * 10^{-5} + x(n) * 1.076 * 10^{-5} \quad (131)$$

9 Validación del Sistema

Para verificar que los cálculos hechos y diseño del convertidor están bien realizados, se procederá a montar el prototipo con los materiales seleccionados anteriormente.

1 Validación experimental del análisis estático del convertidor: Lazo abierto.

Primeramente se hace un montaje básico en protoboard del convertidor y se prueba el funcionamiento en CC/CC con tensión de entrada $V_g = 13\text{ V}$, se decide hacer este estudio previo para minimizar los daños en los componentes en el caso de haber malas conexiones. Gracias a este proceso se pudo solventar un gran problema; los devanados del transformador construido estaban colocados al revés, lo que provocó que se fundieran varios componentes, pero una vez que se solucionó se pudieron tomar los valores recogidos en la Tabla 1 del ANEXO 2.

Después de varios intentos de montaje del prototipo soldándolo a tarjetas perforadas como la de la Ilustración 110, se consiguió reducir el cableado y el espacio mediante un montaje modular como el de la Ilustración 111. En este último montaje se puede modificar más fácilmente las características del convertidor dado que todo está conectado mediante pines, además de detectar posibles problemas aislando las diferentes etapas del convertidor.

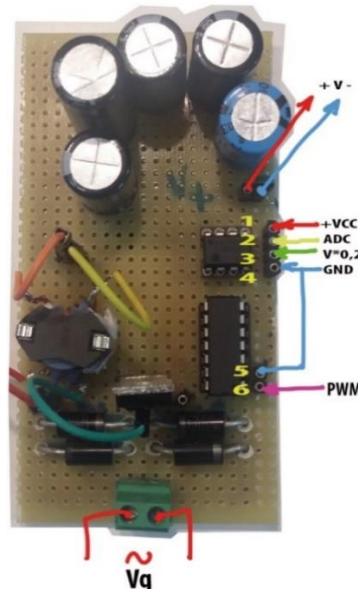


Ilustración 110 Prototipo en placa perforada

Fuente: Elaboración propia

Dado que como el objetivo del proyecto está orientado a un uso didáctico, se ha adjuntado un vídeo explicativo del montaje paso a paso y de las medidas de seguridad necesarias para no deteriorar los componentes.

Vídeo del montaje del convertidor CA/CC Flyback

<https://www.youtube.com/watch?v=Ly-4QKugRE4>

Módulos del prototipo (ver Ilustración 111):

- Bloque azul: etapa rectificadora. Consta de los cables de entrada y el puente de diodos.
- Bloque verde: convertidor Flyback sin carga aplicada.
- Bloque rojo: carga aplicada y condensadores en paralelo para reducir el rizado de la salida.
- Bloque amarillo: control del ciclo de trabajo mediante tarjeta EK-TM4C1294XL y lectura del ADC.

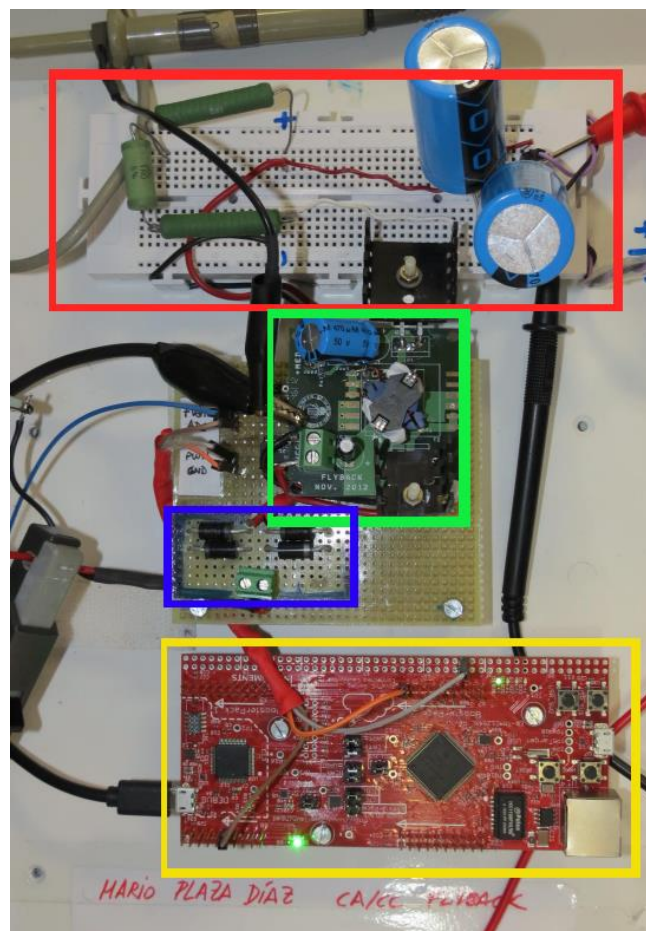


Ilustración 111 Prototipo montado por módulos

Fuente: Elaboración propia

Una vez montado el prototipo definitivo se pasó a probar la validez en CA/CC por lo que se conectó a la entrada la tensión sinusoidal de $V_{g_{eficaz}} = 25,8 \text{ V}$ (ver Ilustración 112).

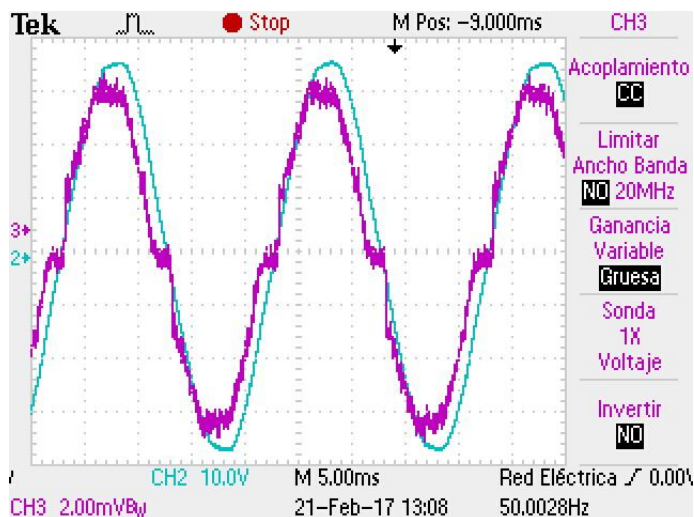


Ilustración 112 Formas de onda V_g (azul) y corriente a la entrada (morado)
Fuente: Elaboración propia

Debido a la no idealidad de los componentes, el voltaje pico obtenido a la salida de los rectificadores es de aproximadamente $17,5 * 2 = 34 \text{ V}$ en vez de ser $36,48 \text{ V}$, por lo que la tensión eficaz a la entrada es de $V_{g_{eficaz}} = \frac{34}{\sqrt{2}} \approx 24 \text{ V}$ (ver Ilustración 113). Esto repercutirá en los cálculos realizados anteriormente para el ciclo de trabajo, la inductancia magnetizante, la tensión a la salida, corriente pico máxima, etc.

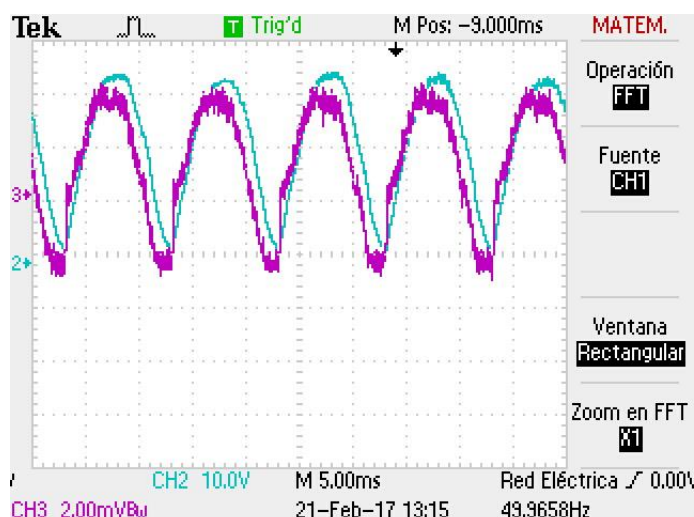


Ilustración 113 Formas de onda $V_{g_{rectificada}}$ (azul) y corriente a la entrada (morado)

Fuente: Elaboración propia

Haciendo uso de esta tensión de entrada, las formas de onda para la tensión en el transistor (A), en el devanado primario (B) y en el diodo (C) son las siguientes para un ciclo de trabajo $D = 0.1$ (ver Ilustración 114).

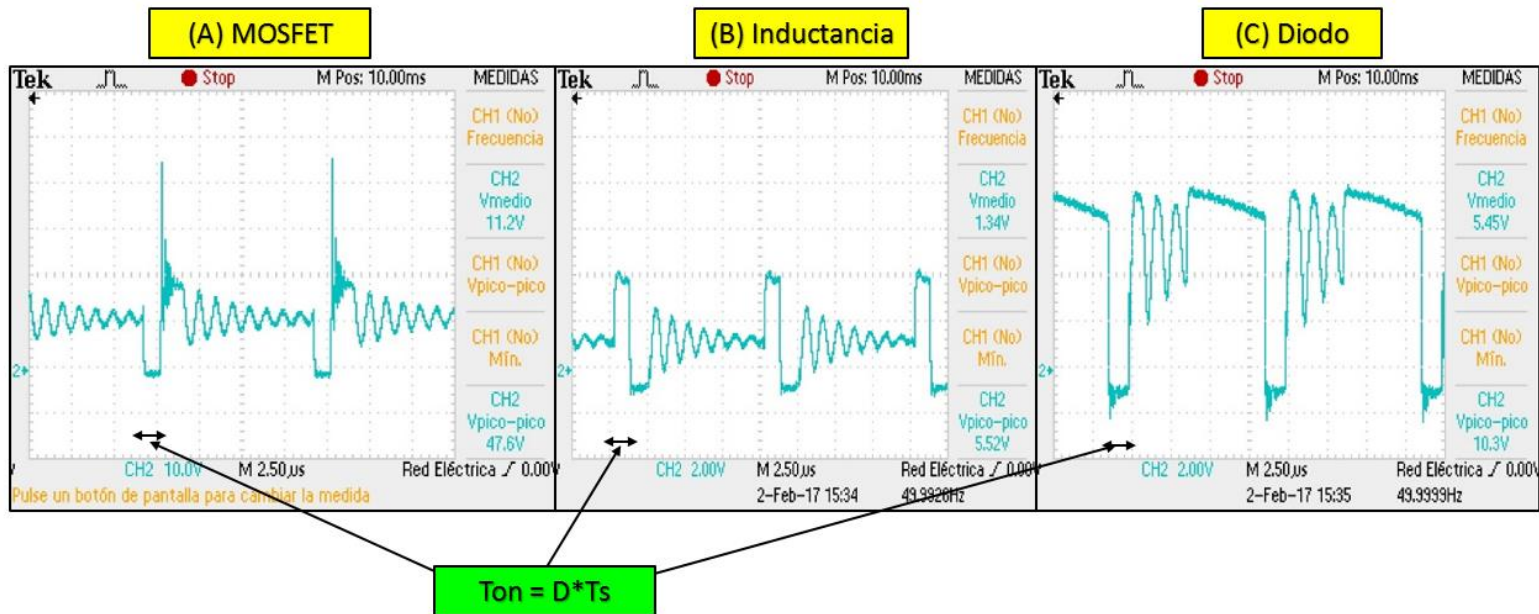


Ilustración 114 Formas de onda en el transistor, bobinado primario y diodo

Fuente: Elaboración propia

Las formas de onda de la corriente y la tensión a la salida obtenidas para ciclo de trabajo $D = 0,1$ son las que se muestran en la Ilustración 115.

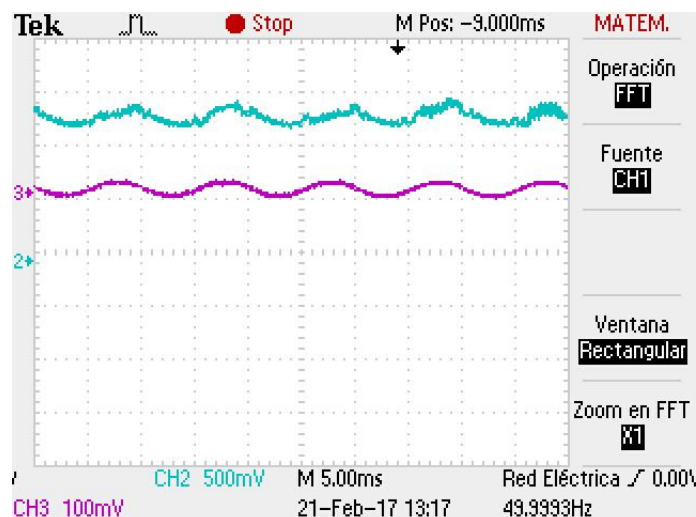


Ilustración 115 Formas de onda de la tensión a la salida V (azul) y la corriente a la salida I_o (morado)

Fuente: Elaboración propia

Llegados a este punto se desea comprobar el buen funcionamiento de la interfaz y se requiere añadir el divisor de tensión para poder tomar valores con el ADC. Se sueldan dos resistencias para reducir el voltaje a la salida a valores admisibles por el ADC (menores de 3.3 V) y se conecta al buffer creado con el amplificador operacional TL082. Tras varias pruebas se decide descartar el uso del buffer debido a que los valores de entrada son bastante próximos a cero y no se consigue hacer funcionar bien dicho componente. No obstante, se puede asumir que al ser suficientemente grandes las resistencias empleadas en el divisor de tensión (del orden de $k\Omega$), la corriente que circula hacia el ADC es muy pequeña comparada con la que atraviesa la carga R, así **se puede eliminar la necesidad del uso del TL082**.

Esta simplificación **sólo es válida para valores de R menores a la centena**, dado que sino, se estaría desviando parte de la corriente a la salida y por lo tanto, perjudicando el rendimiento del sistema.

Se verifica que el ADC toma valores cercanos a los que detecta el polímetro o el osciloscopio y se añade a la interfaz la visión de la tensión media a la salida, para así comparar el **valor instantáneo** con el **valor medio**.

Debido a las no idealidades de los componentes, el valor de la tensión a la salida para el ciclo de trabajo óptimo $D = 0,278$ difiere mucho del valor real obtenido, es decir, si para este ciclo de trabajo idealmente se obtendría 5 V en la realidad se consigue 3,61 V (ver Tabla 2 del ANEXO 2).

Para hallar el nuevo ciclo de trabajo óptimo en estas condiciones, se añade a la interfaz la posibilidad de aumentar o disminuir el valor del ciclo de trabajo en 0,02 unidades, de esta manera podemos ver la evolución de la tensión de salida y determinar que el nuevo ciclo de trabajo óptimo es de $D \approx 0,4$.

Los valores experimentales para el convertidor Flyback CA/CC operando en MCD para los distintos ciclos de trabajo y distintas cargas aplicadas, están recogidos en la Tabla 2 del ANEXO 2.

2 Validación experimental del análisis dinámico del convertidor: Lazo cerrado.

Para comprobar el funcionamiento en lazo cerrado se debe limitar que **el ciclo de trabajo nunca pueda salir del intervalo establecido de $0,1 < D < 0,55$** , así se protegerá el sistema frente a sobrecalentamientos y de que se fundan los fusibles del transformador.

Una vez restringido el control en lazo cerrado, se valida que el sistema funciona correctamente como se muestra en la Ilustración 116, donde se puede apreciar que se parte de lazo abierto con ciclo de trabajo $D = 0,1$ y cuando se activa el lazo cerrado se corrige el valor de la tensión a la salida para llegar a estabilizarse en $V = 5$ V.

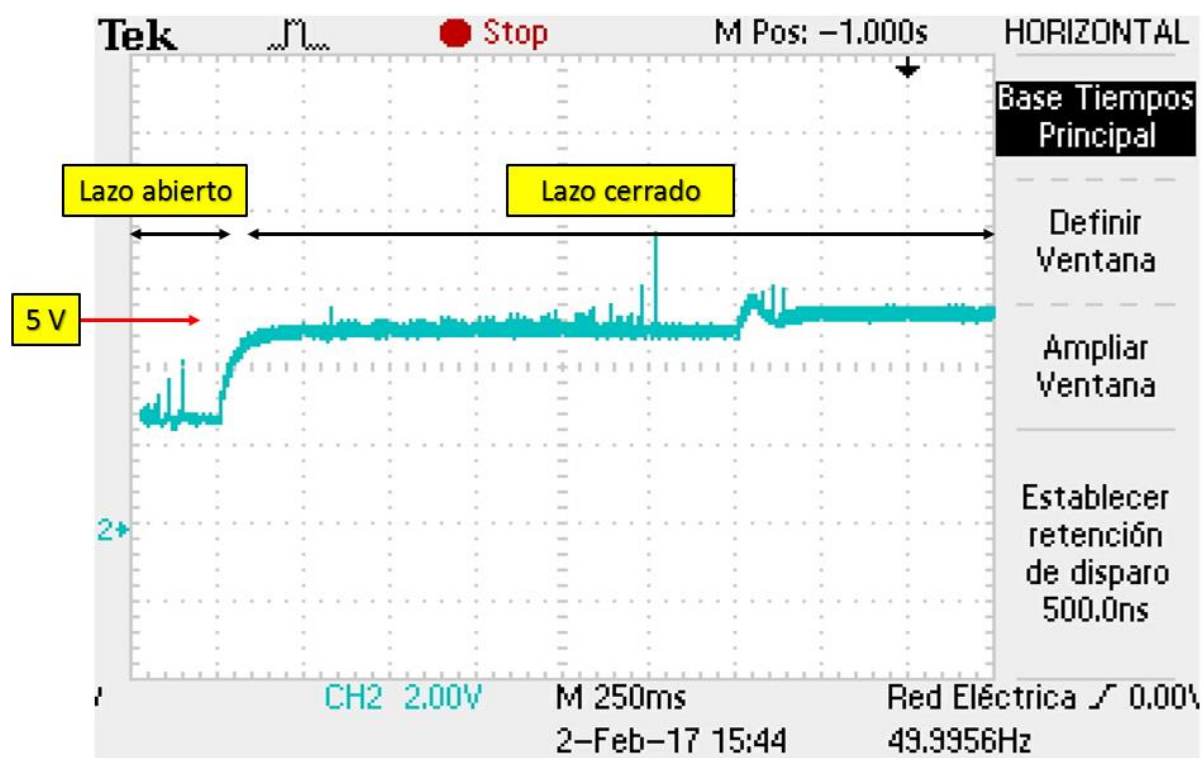


Ilustración 116 Lazo cerrado

Fuente: Elaboración propia

Además de las pruebas de variar el ciclo de trabajo mientras está activo el lazo cerrado, se realizan variaciones en la carga aplicada, es decir, se puentea una de las resistencias que configuran la carga mediante un cable y se observan los cambios en la tensión de salida y en el ciclo de trabajo.

Como demostración del funcionamiento del convertidor tanto en lazo abierto, como en lazo cerrado, se ha decidido aportar el siguiente vídeo:

Vídeo demostrativo y validación experimental

<https://www.youtube.com/watch?v=Ni1H9upwzvs>

Cabe destacar también que el rizado de la tensión a la salida tampoco es el que se calculó teóricamente, se utilizó una batería de condensadores en paralelo para conseguir una capacidad de 0,013F y con ello un rizado del voltaje porcentual del 2,4%; por lo que el regulador que se calculó no es el óptimo para este condensador, pero aún con eso funciona perfectamente.



10 Ejemplos de aplicaciones

En este apartado se trata de analizar las posibles aplicaciones del trabajo realizado. Como su principal objetivo es el de la docencia, se enumerarán las asignaturas de los distintos grados que hay en la universidad Carlos III de Madrid en los que se podría hacer uso del proyecto. En el ANEXO 3 se encuentra un ejemplo de guion para su uso en las prácticas de laboratorio.

Todas aquellas asignaturas que tengan que ver con el ámbito de la electrónica de potencia o con el uso de microcontroladores podrían hacer uso del proyecto y tomando como ejemplo la universidad Carlos III de Madrid, dichas asignaturas serían las siguientes:

Grado en Ingeniería en Tecnologías Industriales:

- Electrónica de Potencia.
- Sistemas electrónicos digitales.
- Ingeniería de Control I.
- Instrumentación electrónica.

Grado en Ingeniería Eléctrica:

- Sistemas Digitales aplicados a la Ingeniería Eléctrica.

Máster en sistemas electrónicos y aplicaciones:

- Optimización de Convertidores Electrónicos de Potencia.
- Modelado y Control de Convertidores Electrónicos de Potencia.
- Integración de Sistemas Electrónico-Digitales e Interfaces web.

Grado en Ingeniería de las energías.

- Electrónica de potencia en sistemas energéticos

Grado en ingeniería electrónica industrial y automática.

- Electrónica de Potencia
- Sistemas electrónicos de potencia
- Sistemas electrónicos digitales

Los vídeos aportados en el apartado anterior se han realizado con el fin de facilitar el entendimiento y el aprendizaje en las prácticas de laboratorio de todas estas asignaturas que pueden hacer uso del convertidor. A día de hoy cada vez son más los métodos de enseñanza que se apoyan en el medio audiovisual y en internet, por lo que sería una buena idea apostar por el empleo de vídeos explicativos como medio de refuerzo en las prácticas. De este modo se reduciría el tiempo de explicación y montaje, además de que se minimizarían los riesgos de deterioro en los componentes.

Otras posibles aplicaciones:

- Control de velocidad de pequeños motores de CC.
- Cargador de baterías de bajos niveles de tensión y amperaje.
- Control de luminosidad de lámparas LED de baja potencia.

11 Presupuesto y marco socio-económico

En este apartado se procederá a desglosar todos los costes que son necesarios para la realización de este proyecto.

1 Coste del material

Los costes del material físico utilizado se pueden separar en varios grupos:

- **Herramientas y licencias de los programas utilizados en el laboratorio.** No se tendrán en cuenta debido a que las herramientas no sólo han sido utilizadas para la realización de este proyecto y los programas utilizados están disponibles en las aulas de informática de la universidad, a excepción de PExprt que sólo se encuentra en el laboratorio.
- **Componentes utilizados para construir el convertidor.** Tampoco se tomarán en cuenta debido a que la mayoría son componentes reutilizados, sólo incluiremos los componentes utilizados en el montaje del transformador y los fusibles que han tenido que ser cambiados.
- **Tarjeta EK-TM4C1294XL**

Los costes del material han sido recogidos en la Tabla 14.

Tabla 14 Costes Material
Fuente: Elaboración propia

Componente	Coste(€)	Cantidad	Coste total(€)
Hilo de cobre 0,2 mm	0,23€/m	3	0,69
Núcleo Ferroxcube RM6/I 3C90	1,12	1	1,12
Carrete RM6	0,17	1	0,17
Fusibles	0,51	10	5,1
EK-TM4C1294XL	23,89	1	23,89
			30,97

2 Coste de desarrollo

Los siguientes costes a tener en cuenta son los relacionados con el estudio del convertidor, la validación del mismo y la posterior documentación de la memoria (ver Tabla 15).

Tabla 15 Costes de desarrollo
Fuente: Elaboración propia

Actividad	Coste(€/h)	Horas	Coste total(€)
Diseño y validación	30	350	10500
Documentación	20	130	2600
			13100

3 Presupuesto total del proyecto.

En la siguiente tabla se reúnen ambos costes para formar el coste total del proyecto (ver Tabla 16).

Tabla 16 Presupuesto total del proyecto
Fuente: Elaboración propia

Tipo de coste	Coste(€)
Coste de Material	30,97
Coste de Desarrollo	13100
Costes antes del I.V.A	13130,97
I.V.A (21%)	2757,50
Total	15888,47

4 Marco socio-económico

El proyecto como ya se dijo anteriormente tiene como objetivo la docencia, por lo que su principal impacto socio-económico es en el ámbito de la enseñanza en la universidad. Con una inversión económica muy pequeña, se puede lograr un mejor afianzamiento de los conocimientos explicados en clase mediante el uso de este proyecto. El proyecto afecta principalmente a asignaturas relacionadas con la electrónica de potencia; no obstante la tarjeta microcontroladora empleada puede utilizarse para infinidad de proyectos distintos.

El empleo de vídeos como soporte en las prácticas también se ha querido transmitir con este proyecto. Se han aportado varios vídeos que ayudan al alumno con el montaje y la validación experimental del convertidor, de esta manera se logra reducir el tiempo de montaje en las prácticas, posibles errores y un mejor entendimiento del convertidor.



12 Conclusiones, posibles mejoras y trabajos futuros.

1 Conclusiones

En el apartado 4.6 se hacía mención a los objetivos y al alcance de este proyecto, todos ellos han sido realizados a excepción del uso del Internet of Things, debido a que ningún alumno ha realizado el proyecto que realiza la interfaz web a la que habría que conectar el micro y que se utilizaría para modificar los parámetros del microcontrolador.

El proyecto tenía como fin el control mediante lazo abierto o lazo cerrado del convertidor de CA/CC Flyback en MCD mediante la tarjeta EK-TM4C1294XL. Dicho objetivo ha sido realizado con éxito, pudiendo ser configurable tanto el ciclo de trabajo como la carga aplicada al circuito. Además se muestran otros parámetros de interés en pantalla, tales como la resistencia efectiva que se ve en el primario, la tensión y la potencia a la salida y el ciclo de trabajo en tiempo real, todo ello monitorizado a través del ADC mediante el puerto serie.

Otro de los objetivos era la realización de un guion o manual de laboratorio del correcto uso y funcionamiento en laboratorio del convertidor, dicho manual se encuentra en el APENDICE 3.

Las principales características de este TFG son las siguientes:

- Forma parte de un conjunto de proyectos enfocados a la elaboración de una serie de prácticas de laboratorio de Electrónica de Potencia utilizando la misma plataforma basada en un microcontrolador.

- En el marco mencionado, se ha tomado como punto de partida en algunos casos, desarrollos software realizados en los otros TFG. De esta forma, se ha reutilizado y adaptado el código del compañero Carlos Salto [18] a la aplicación de este proyecto.

- Se ha abordado el estudio completo de un convertidor de potencia: estudio teórico, modelado, simulación, diseño y realización experimental de un prototipo. Desde un punto de vista teórico y con verificación por simulación, se ha estudiado los dos modos de funcionamiento del convertidor Flyback, así como la influencia de las pérdidas de conducción en el funcionamiento del mismo. Si bien la concordancia entre predicción teórica y resultado de simulación no es total, los modelos propuestos permiten identificar tendencias en la etapa de diseño.

- Se han utilizado diversas herramientas de diseño y simulación: PSIM, SmartCtrl, Matlab y PExprt.

- La realización del prototipo se ha llevado a cabo teniendo en cuenta las particularidades de los equipos que se utilizan en los laboratorios docentes. Así, el comportamiento del transformador que genera la tensión de entrada al convertidor no es ideal, la secuencia de encendido, etc. Por

otra parte, algunas decisiones de diseño fueron reconsideradas en la realización del prototipo, como la presencia de un buffer en la cadena de medida de la tensión de salida.

2 Posibles mejoras y trabajos futuros.

Dado que el proyecto se ha realizado con recursos del laboratorio de la universidad y se han tenido que ir realizando reajustes para acomodar los componentes, este trabajo admite bastantes mejoras en términos de rendimiento. Además, sería aconsejable introducir un filtro EMI justo después de la etapa de rectificación que filtre las interferencias electromagnéticas (ver Ilustración 117).

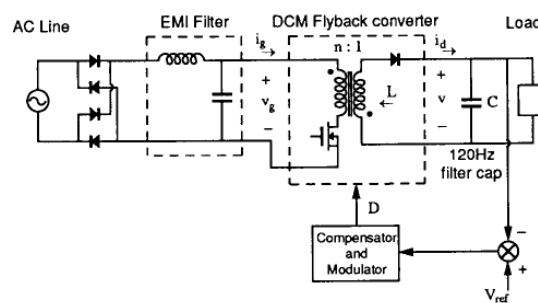


Ilustración 117 Convertidor Flyback CA/CC con filtro EMI

Fuente: [2]

Otra posible mejora es hacer uso del IoT y poder explotar todas las posibilidades que ofrece la tarjeta EK-TM4C1294XL, haciendo mucho más sencilla la comprensión de la práctica y la interacción con el prototipo.

Empleo de un buffer que pueda aislar la impedancia del circuito de la del sensor, dado que no se logró adaptar el TL082. Se mejoraría la presencia de ruido en la cadena de medida y por tanto el comportamiento del convertidor



13 ANEXO 1: Planificación del proyecto

Para la realización de este proyecto se ha recopilado primeramente multitud de información relacionada con el funcionamiento del convertidor Flyback, así como sus posibles aplicaciones. Este proceso de recopilación de información llevó en torno a 60 horas.

Una vez teniendo claros los conceptos básicos explicados en la asignatura de Electrónica de Potencia sobre el convertidor Flyback, se procedió a su estudio estático mediante la herramienta PSIM, diseñando distintos tipos de modelos, en todas sus posibles configuraciones y modos de conducción. Este paso fue muy necesario para verificar la validez de las ecuaciones teóricas y su respuesta al introducir pérdidas. Se pudieron realizar simplificaciones teóricas y restringir intervalos de validez. Esta parte se corresponde con los apartados desde el 1 al 5 de la memoria y llevó en torno a 100 horas.

Cuando se terminó con el análisis estático se procedió con su estudio dinámico, este paso llevo consigo una nueva recopilación de conceptos e información. Las herramientas sisotool de Matlab, ACsweep de PSIM y SmartCtrl, sirvieron para verificar los resultados obtenidos. Este proceso duró otras 100 horas aproximadamente, este apartado se corresponde con el punto 6 de la memoria.

Una vez diseñado el lazo de control, se procedió con la realización de pequeños ejercicios con la tarjeta microcontroladora EK-TM4C1294XL en el entorno de trabajo Energía. Se tuvo que repasar el lenguaje de programación en C, debido a que el alumno conocía otros lenguajes de programación distintos como son: Fortran90, Rapid y C++. Más adelante la asignatura de Sistemas Electrónicos Digitales sí que empleó dicho lenguaje de programación. Este repaso rápido de conceptos duró 20 horas.

Cuando se hubo refrescado las principales ideas y conceptos del lenguaje C, se pasó a modificar el programa base del compañero Carlos Salto Isla. Fue necesario entender por encima el funcionamiento de su convertidor (Full Bridge) para saber qué parámetros modificar, eliminar o añadir al código, así como la realización de una nueva interfaz. Todo este proceso de entendimiento y adaptación del código ocupó otras 30 horas.

Finalizadas las modificaciones pertinentes, se pasó a seleccionar los componentes necesarios en el laboratorio de la universidad y a la construcción del transformador. El transformador se realizó mediante el programa PExprt 7.0, fue necesario buscar información sobre la construcción del transformador Flyback; debido a que se tenía que variar parámetros desconocidos, como la introducción del Gap, ya que el Flyback no es un transformador realmente, sino dos devanados acoplados (en la bibliografía se aportan varios vídeos que explican bastante detallado el diseño). Todo el montaje se realizó en otras 20 horas. Este apartado se corresponde con los puntos 7, 8 y 9 de la memoria.

Cuando se completó la construcción del transformador, se procedió a la validación experimental de todo el proyecto en su conjunto, incluyendo el control por medio de la



tarjeta EK-TM4C1294XL y la realización de vídeos como apoyo para el alumno que haga uso del proyecto. El tiempo empleado en este punto ocupó 20 horas.

Por otro lado la memoria se fue realizando a la vez que se realizaba el proyecto, intentando en todo momento tener lo más reciente posible la ejecución de la parte en concreto que se estaba redactando para que el contenido fuera lo más completo y correcto posible. El tiempo empleado en la realización de la memoria llevó en torno a 130 horas.



14 ANEXO 2: Datos Experimentales.

Tabla 1: CC/CC Lazo abierto
Fuente: Elaboración propia

Convertidor Flyback CC/CC valores de V con $V_g = 13 V$			
D	$R = 5 \Omega$	$R = 6 \Omega$	$R = 10 \Omega$
0,1	0,67	0,75	1,07
0,2	1,55	1,74	2,27
0,278	2,29	2,54	3,34
0,4	3,24	3,63	4,82
0,5	4,08	4,70	6,20

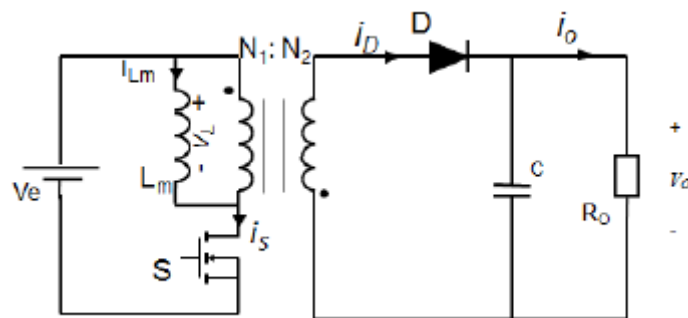
Tabla 2: CA/CC Lazo abierto
Fuente: Elaboración propia

Convertidor Flyback CA/CC valores de V con $V_{g\text{eficaz}} = 24 V$			
D	$R = 5 \Omega$	$R = 6 \Omega$	$R = 10 \Omega$
0,1	1,36	1,56	2,05
0,2	2,64	3,11	3,91
0,278	3,61	4,33	5,24
0,4	4,90	5,91	6,90
0,5	5,62	6,75	7,91

15 ANEXO 3: Manual de prácticas de Laboratorio.

La topología Flyback es empleada en circuitos de baja potencia por su versatilidad y fácil control (ver Figura 1). El convertidor Flyback posee aislamiento galvánico entre el lado de alta y el de baja tensión; es decir, las tierras de ambos lados no están unidas y esto se debe a que cuenta con un transformador que sirve de separador. Cabe mencionar que no se trata de un transformador como tal, puesto que primeramente almacena energía y luego es traspasada al secundario, por lo que se trata en realidad de dos bobinados o más acoplados. Esta topología puede comportarse como elevador o como reductor, en función del ciclo de trabajo aplicado.

Figura 1: Convertidor Flyback



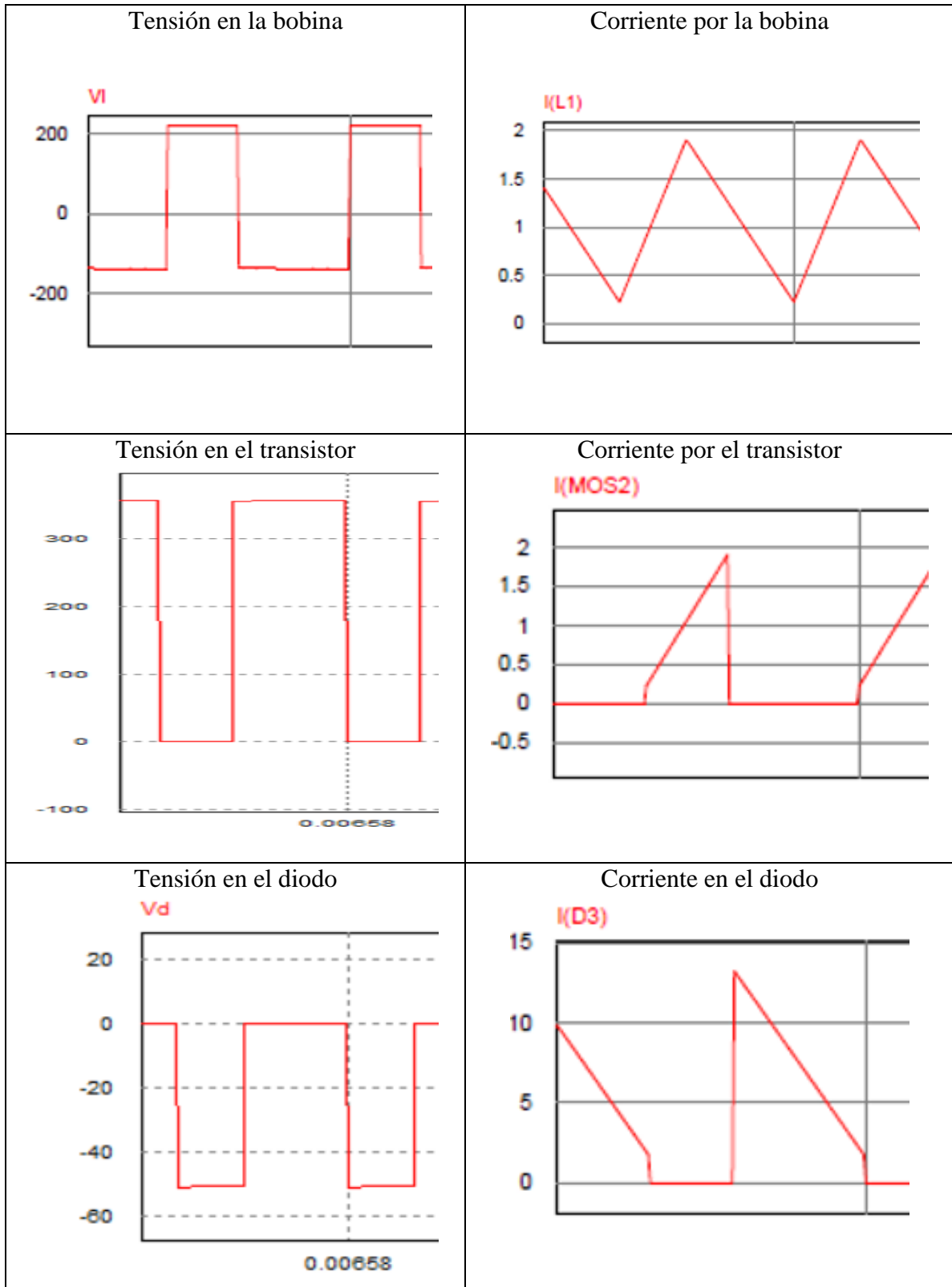
Fuente: [7]

1. Estudio teórico del convertidor Flyback CC/CC operando en MCC

Realice un estudio del convertidor Flyback en Modo de Conducción Continuo y halle la ecuación que relaciona la tensión de entrada V_g con la tensión de salida V_o .

$$V_o = \frac{V_g * D * N}{D'} = \frac{V_g * D * N}{(1 - D)}$$

Dibuje las formas de onda teóricas:





2. Comprobación mediante simulación en PSIM

Calcule los parámetros necesarios para obtener los siguientes valores, considerando ideales todos los componentes:

$$V_g = 220 \text{ V}$$

$$V = 19,5 \text{ V}$$

$$P = 90 \text{ W}$$

$$f_{\text{conmutación}} = 100 \text{ KHz}$$

$$\Delta V = 1\%$$

$$N = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{7}$$

Nota para garantizar MCC tome $L_m = 1,25 * L_{m_{calculada}}$

$$D = \frac{19,5 \text{ V}}{\frac{220 \text{ V}}{7} + 19,5 \text{ V}} = 0,3829$$

$$I_g = \frac{P_o}{V_g} = \frac{90 \text{ W}}{220 \text{ V}} = 0,409 \text{ A}$$

$$L_m = \frac{V_g * D^2 * T_s}{2 * I_g}$$

$$L_{m_{calculada}} = \frac{220 \text{ V} * 0,3829^2}{2 * 0,409 \text{ A} * 100000 \text{ Hz}} = 3,94 * 10^{-4} \text{ H} \cong 0,0004 \text{ H}$$

$$L_m = 1,25 * L_{m_{calculada}} = 0.0005 \text{ H}$$

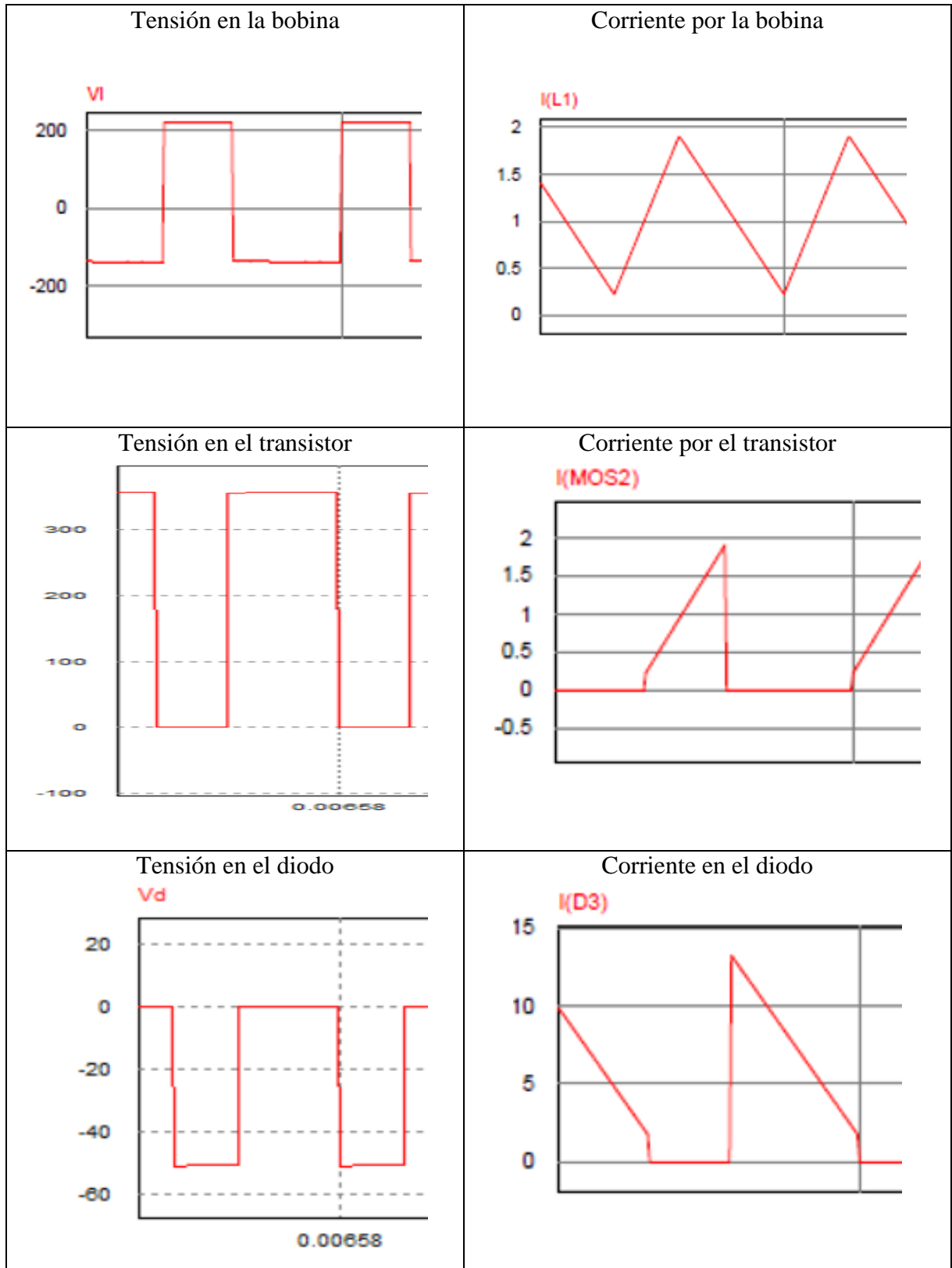
$$R = \frac{V_o^2}{P}$$

$$R_{min} = \frac{19.5 \text{ V}^2}{90 \text{ W}} = 4,225 \Omega$$

$$C = \frac{V_o * D * T_s}{\Delta V_o * R} = \frac{19.5 \text{ V} * 0.3829}{100000 \text{ Hz} * 0.01 * 19.5 \text{ V} * 4.225 \Omega} = 0,0000906 \text{ F}$$

Verifique las formas de onda calculadas anteriormente mediante simulación en PSIM:

Dibuje las formas de onda simuladas:





3. Estudio teórico del convertidor Flyback CC/CC operando en MCD

Realice un estudio del convertidor Flyback en Modo de Conducción Discontinuo y halle la ecuación que relaciona la tensión de entrada V_g con la tensión de salida V .

$$\frac{V_o}{V_g} = \sqrt{\frac{D^2 * T_s * R}{2 * L_m}} = \frac{D}{\sqrt{\frac{2 * L_m}{R * T_s}}} = \frac{D}{\sqrt{K}}$$

4. Comprobación mediante simulación en PSIM

Calcule los parámetros necesarios para obtener los siguientes valores, considerando ideales todos los componentes:

$$V_g = 220 \text{ V}$$

$$V = 19,5 \text{ V}$$

$$P = 90 \text{ W}$$

$$f_{\text{conmutación}} = 100 \text{ KHz}$$

$$\Delta V = 1\%$$

$$N = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{7}$$

Nota: Para asegurar el MCD tome como $L_m = 0.75 * L_{m\text{calculada}}$

$$D = \frac{V_o}{V_g} * \sqrt{K}$$

$$D = \frac{19,5 \text{ V}}{220 \text{ V}} * \sqrt{14,20} = 0,334$$

$$I_d = \frac{V_o}{R}$$

$$I_d = \frac{i_{pk} * D' * T_s}{T_s * N} = \frac{1}{T_s} * \frac{V_g * D * T_s * D' * T_s}{L_m * 2}$$

$$\frac{V_o}{R} = \frac{V_g * D * T_s * D'}{L_m * 2}$$

$$D' = \frac{V_o * L_m * 2}{R * V_g * D * T_s}$$

$$D' = \frac{19,5 * 0,0003 * 2 * 100000}{4,225 * 220 * 0,334} = 0,5383$$

$$I = \frac{V_o * N}{R * D'}$$

$$I = \frac{19,5 \text{ V}}{4,225 * 7 * 0,5383} = 1,225 \text{ A}$$

$$C = \frac{V_o * D * T_s}{\Delta V_o * R} = \frac{19,5 \text{ V} * 0,334}{100000 \text{ Hz} * 0,01 * 19,5 \text{ V} * 4,225 \Omega} = 0,000079 \text{ F}$$

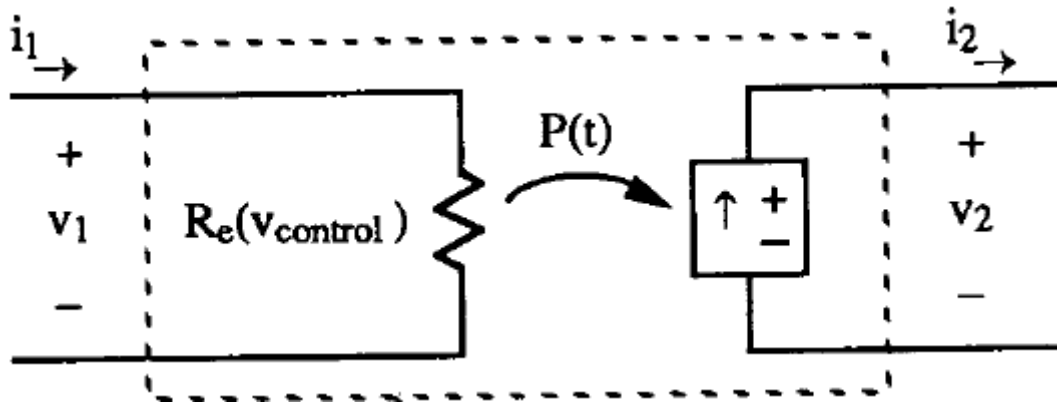
5. Estudio del convertidor Flyback CA/CC operando en MCD

Cuando el convertidor Flyback opera en CA/CC MCD, se puede hacer uso del concepto de LFR (Loss Free Resistor), en el que aparece una resistencia que no consume energía en el lado del primario. Suponga que:

$$P = \frac{V_{g_{rms}}^2}{R_e}$$

De tal manera que toda la potencia es transferida al secundario como se muestra en la Figura 2.

Figura 2: Loss Free Resistor



Fuente: Elaboración propia

Para poder realizar el estudio del convertidor Flyback CA/CC en MCD, considere que el período de conmutación del mosfet es muchísimo más pequeño que el período de tensión de línea, de tal manera que para un pequeño intervalo de tiempo se puede suponer CC/CC.

Halle la ecuación que relaciona la tensión de entrada con la tensión de salida:

$$\frac{V_{2rms}}{V_{1rms}} = \sqrt{\frac{R}{R_e}}$$

6. Comprobación mediante simulación en PSIM

Compruebe mediante PSIM que efectivamente se puede suponer CC/CC para un intervalo de tiempo muy corto. Para ello utilice los siguientes parámetros y calcule los restantes:

$$V_{g_{rms}} \text{ máximo} = 240 \text{ V}$$

$$V_{g_{rms}} \text{ mínimo} = 100 \text{ V}$$

$$V = 19,5 \text{ V}$$

$$P = 90 \text{ W}$$

$$f_{conmutación} = 100 \text{ KHz}$$

$$\Delta V = 1\%$$

$$N = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{7}$$

Calcule el valor de L_m para el ciclo de trabajo más crítico:

$$L_m < L_{mcrit} = \frac{R_{min} * T_s}{4 * \left(N + \frac{V_o}{V_{g_{pkmin}}} \right)^2}$$

Calcule también el valor de R_e .

$$C = \frac{1}{2 * w * R * 0,01} = \frac{1}{2 * 2 * \pi * 50 \text{ Hz} * 4,225 \Omega * 0,01} = 0,03766 \text{ F}$$

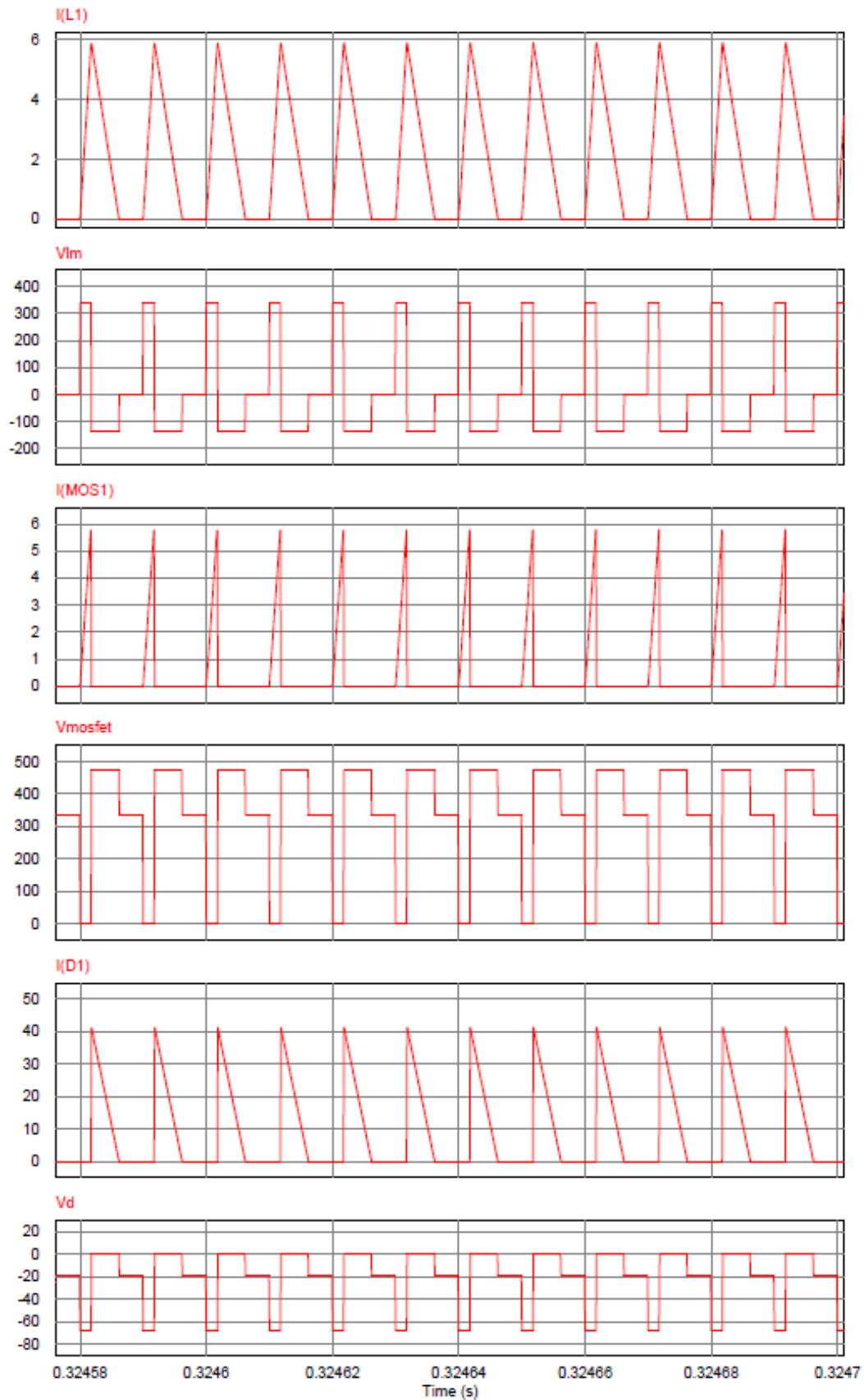
$$D = \frac{V_o * \sqrt{2} * K}{V_{g_{pk}}}$$

$$D = 0,1772271$$

$$L = 0,00010051 \text{ H}$$

$$R_e = \frac{2L_m}{D^2 * T_s} = 639,68 \Omega$$

Dibuje las formas de onda aportadas por PSIM:



7. Corrección del Factor de Potencia mediante tarjeta EK-TM4C1294XL

Los pulsos de control para controlar el convertidor Flyback se van a obtener mediante la tarjeta TM4C1294, la cual a su vez se usará posteriormente para cerrar el lazo de control de manera digital.

En primer lugar se va a hacer una breve descripción de las características que tiene dicha tarjeta y posteriormente se explicará cómo usarla correctamente.

La tarjeta TM4C1294 Connected Launchpad Evaluation Kit se trata de una plataforma de desarrollo de bajo coste para microcontroladores de la familia ARM® Cortex-M4F. Utiliza el microprocesador TM4C1294NCPDT, que tiene las siguientes características:

- Texas Instrument TIVA C series, arquitectura ARM Cortex M4
- 120MHz
- 1MB Flash, 256KB SRAM, 6KB EEPROM
- 10x I2C, 8x UART, 4x Quad-SSI
- 2x 12-bit ADC (2MSPS)
- Módulo de control PWM
- 2 entradas de encoders de cuadratura
- 3 comparadores analógicos on-chip
- External peripheral & memory interface
- 10/100 Ethernet MAC+PHY

A este microcontrolador se le cargará un programa realizado en su TFG por el alumno Mario Plaza Díaz, el cual tiene una interfaz por el puerto serie (UART) que te permite configurar el microcontrolador.

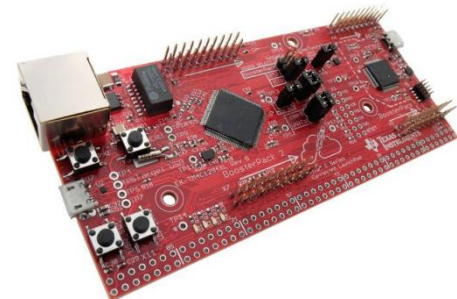


Figura 3: Tarjeta EK-TM4C1294XL

Fuente: [7]

- Paso 1: Asegurarse de que todos los jumpers se encuentran en posición horizontal.
- Paso 2: Conectar la tarjeta EKTm4C1294XL al ordenador. Para ello si se observa la Figura 4, se puede comprobar que tiene dos puertos diferentes para conectar el cable USB. Se conecta en el puerto señalado con el nombre “DEBUG” y se comprueba que se enciende la luz verde de la placa.
- Paso 3: Buscar el puerto COM al que está conectado la tarjeta controladora, para ello se debe ir a Administrador de Dispositivos de Windows (ver Figura 5).
- Paso 4: Abrir el programa “Putty” y configurarlo de la siguiente manera. Este programa nos permitirá ver la interfaz con el convertidor (ver Figura 6).

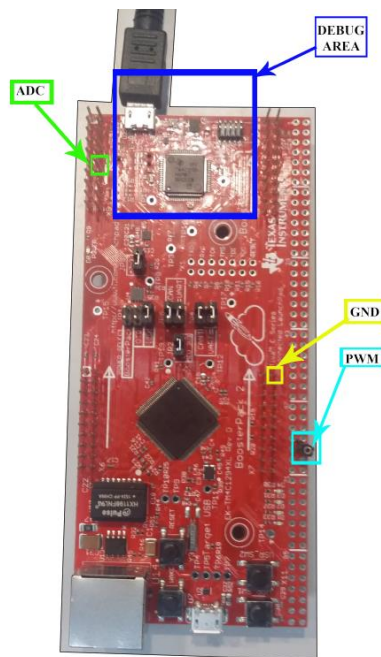


Figura 4: Tarjeta EK-TM4C1294XL
Fuente: Elaboración propia

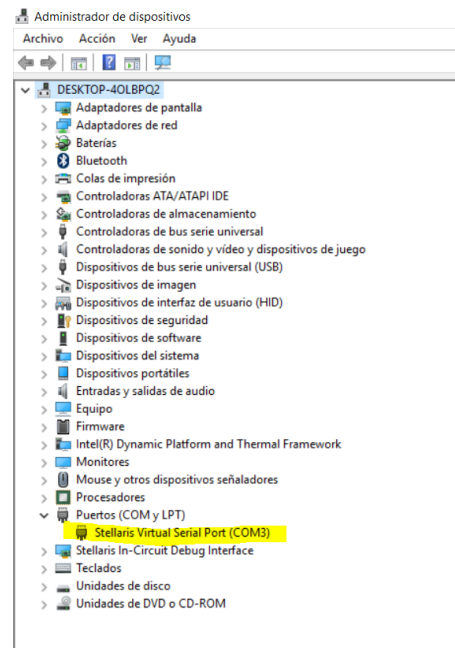


Figura 5: Puerto COM
Fuente: Elaboración propia

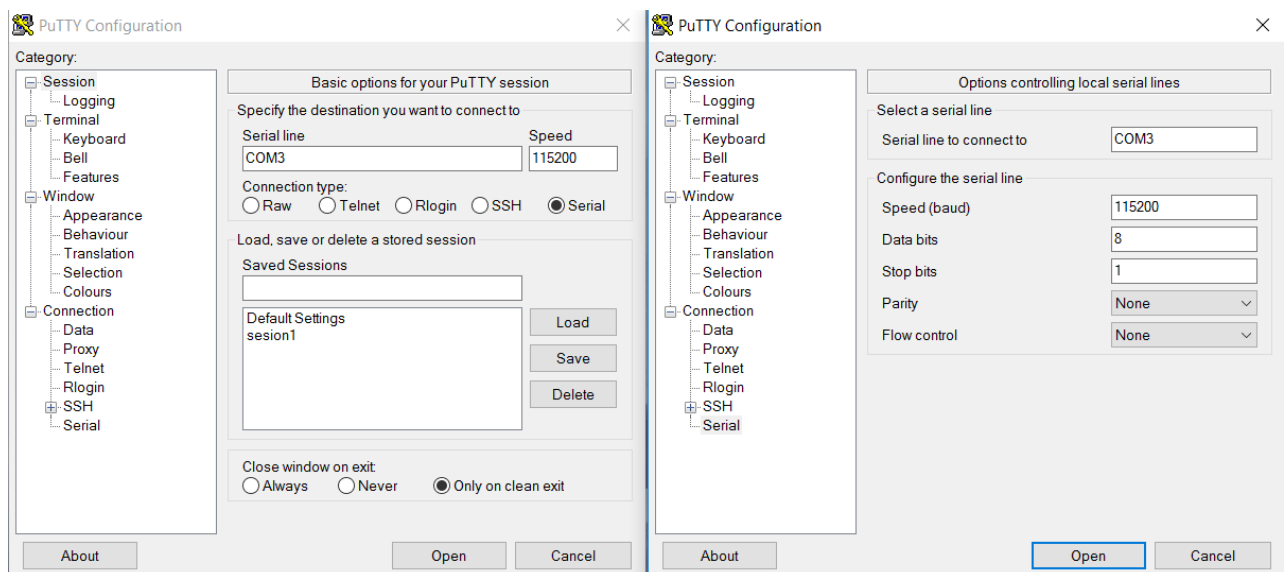


Figura 6: Configuración de Putty
Fuente: Elaboración propia

- Paso 5: Abrimos y se nos mostrará una consola con la pantalla en negro. Pulsamos cualquier tecla y se nos mostrará la interfaz por defecto.
- Paso 6: Una vez comprobado que el programa está operativo, cerramos Putty y desconectamos la tarjeta. Con el transformador desconectado, comprobamos todos los fusibles y las formas de onda de la tensión y la corriente a la entrada.
- Paso 7: Siga los pasos descritos en este vídeo para realizar el montaje del prototipo:

Vídeo del montaje del convertidor CA/CC Flyback

<https://www.youtube.com/watch?v=Ly-4QKugRE4>



- Paso 8: Asegurarse de conectar los pines de la siguiente manera (ver Figura 4):
 - GND de la placa con GND del convertidor
 - Puerto PE3 (donde leeremos con el ADC) con pin 2 del convertidor
 - PF0 de la tarjeta con PWM del convertidor
 - +5V de la tarjeta con +VCC del convertidor
- Paso 9: Conectar una resistencia de 5 ohmios a la salida del convertidor.
IMPORTANTE: es imprescindible que si se va a cambiar la carga aplicada primeramente se apague el transformador, se cambie la carga y se vuelva a encender el transformador. De esta manera evitaremos quemar los componentes puesto que la carga mínima que se le puede aplicar a nuestro convertidor es de 5 ohmios.
- Paso 10: Rellenar las tablas con los valores obtenidos teóricamente y los proporcionados por nuestra interfaz para Lazo abierto.

R= 5Ω		
D	Vteorica	Vreal
0.1		
0.2		
0.278		
0.4		
0.5		
R= 6 Ω		
D	Vteorica	Vreal
0.1		
0.2		
0.278		
0.4		
0.5		
R= 10 Ω		
D	Vteorica	Vreal
0.1		
0.2		
0.278		
0.4		
0.5		



- Paso 11: Verificar el funcionamiento del lazo cerrado. Podemos alternar del lazo abierto al lazo cerrado pero se recomienda no mantener encendido mucho tiempo el convertidor, dado que los componentes se calientan y pueden deteriorarse.
- Paso 12: Comprobar la respuesta frente a cambios en la carga, para ello colocar una carga de 7 ohmios y puentear una de las resistencias de 2 ohmios para observar la respuesta del convertidor en el osciloscopio.

Comprobar que los resultados obtenidos coinciden con los mostrados en el siguiente vídeo:

Vídeo demostrativo y validación experimental
https://www.youtube.com/watch?v=Ni1H9upwzvs



16 ANEXO 4: Código de la tarjeta microcontroladora.

```
//LIBRERÍAS///  
#include <stdint.h>  
#include <stdbool.h>  
#include "inc/hw_memmap.h"  
#include "inc/hw_types.h"  
#include "driverlib/gpio.h"  
#include "driverlib/pin_map.h"  
#include "driverlib/rom.h"  
#include "driverlib/rom_map.h"  
#include "driverlib/sysctl.h"  
#include "driverlib/uart.h"  
#include "utils/uartstdio.h"  
#include <math.h>  
#include <time.h>  
#include "inc/hw_hibernate.h"  
#include "inc/hw_ints.h"  
#include "inc/hw_nvic.h"  
#include "driverlib/fpu.h"  
#include "driverlib/hibernate.h"  
#include "driverlib/interrupt.h"  
#include "driverlib/systick.h"  
#include "driverlib/pwm.h"  
#include "utils/cmdline.h"  
#include "driverlib/timer.h"  
#include "drivers/buttons.h"  
#include "driverlib/adc.h"  
#include "drivers/pinout.h"  
  
#define v_ref 1241 //Valor de referencia con el que comparar el ADC //1v  
  
//Prototipado de la interrupcion  
void Timer0IntHandler();  
void InitConsole(void);  
//*****  
//  
// Esta funcion configura la UART para mostrar informacion  
//  
//*****  
void InitConsole(void){  
    FPUEnable(); //Enable Hardware Floating Point Unit//PERMITE AL ADC TRABAJAR CON  
    FLOTANTES  
    FPUStrappingEnable(); //Enable floating point operation in ISRs  
    ///////////////////////////////////////////////////////////////////  
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOA);  
    //Habilito el puerto A como periferico  
    ROM_GPIOPinConfigure(GPIO_PA0_U0RX); //PA0 como receiver  
    ROM_GPIOPinConfigure(GPIO_PA1_U0TX); //PA1 como transmitter  
    ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_UART0); //Habilito la UART0  
    ROM_UARTClockSourceSet(UART0_BASE, UART_CLOCK_PIOSC);  
    //Pongo el reloj de la Uart/////////////////////////////////////  
    ROM_GPIOPinTypeUART(GPIO_PORTA_BASE, GPIO_PIN_0 | GPIO_PIN_1);  
    //Configuro los puertos A0 y A1 como UART  
    // Initialize the UART for console I/O.  
    UARTStdioConfig(0, 115200, 16000000); // 115200 BAUDIOS  
}  
///////////////////////////////////////////////////////////////////  
//*****  
//*****  
uint32_t pui32ADC0Value[1];  
//*****  
//*****  
unsigned int frequency=100000; // Frecuencia de conmutación  
unsigned char lazo_cerrado = 0; //Por defecto en lazo abierto  
unsigned int period1; //Ajustamos el periodo con el valor de la frecuencia
```



```
unsigned int cycle1=120;          //Ciclo de trabajo D=0.1 por defecto
unsigned int R=5;                 //Valor de la carga por defecto
float P=5.0f;                     //Variable de la Potencia float
float Re=1029.438f;               //Resistencia libre de pérdidas
unsigned int vmedio=0;            //valor medio de tensiones a la salida media de 500 valores

//////////////////MAIN////////////////////////////////////
int main(void){
//*****SetUP*****/
//*****//

//////////////////CLOCK////////////////////////////////////
//Ponemos el reloj a oscilar////////////////////////////////
SysCtlClockFreqSet((SYSCTL_XTAL_25MHZ |
SYSCTL_OSC_MAIN |
SYSCTL_USE_PLL |
SYSCTL_CFG_VCO_480), 120000000);
period1=120000000/frequency;
//*****//

//          PWM          //
//*****//
SysCtlPWMClockSet(SYSCTL_PWMDIV_1);
// Poner el reloj PWM a la frecuencia del sistema
ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_PWM0);
//HAY QUE HABILITAR EL PERIFERICO PWM
ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOF);
//Habilito el periférico del puerto F
ROM_GPIOPinConfigure(GPIO_PF0_M0PWM0);
//Configuro lo pines PF0 y PF1 como PWM
ROM_GPIOPinConfigure(GPIO_PF1_M0PWM1);
ROM_GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_0);
//Configuro lo pines PF0 y PF1 como PWM
ROM_GPIOPinTypePWM(GPIO_PORTF_BASE, GPIO_PIN_1);
ROM_PWMGenConfigure(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, PWM_GEN_MODE_DOWN | PWM_GEN_MODE_NO_SYNC);
//Configuro el modo de el primer modulo PWM (DOWN)
ROM_PWMGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, period1);
ROM_PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_0, cycle1);
// Habilito las PWM0 Bit 0 (PF0) y Bit 1 (PF1) señales de salida.
//
ROM_PWMOutputState(PWM0_BASE, PWM_OUT_1_BIT | PWM_OUT_0_BIT, true);
// Habilito el bloque generador PWM del contador
//
ROM_PWMGenEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_0);
ROM_IntMasterEnable();

//*****
//          ADC          //
//*****
ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_ADC0); //Habilito el ADC0
//
ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_GPIOE);
//Habilito el periférico E
//
ROM_GPIOPinTypeADC(GPIO_PORTE_BASE, GPIO_PIN_3);
//Configuro el pin 3 del puerto E como ADC
//
ROM_ADCSequenceConfigure(ADC0_BASE, 3, ADC_TRIGGER_PROCESSOR, 0);
// Habilito la secuencia de muestreo con disparo de señal por medio
//del procesador
// Hará una sola medida cuando el procesador envíe la señal de
//empezar la conversión
// Se escoge la secuencia programable 3 del ADC
//ADCSoftwareOversampleConfigure(ADC0_BASE, 3, 2);
ROM_ADCHardwareOversampleConfigure(ADC0_BASE, 64);
```



```
//Esta funcion configura el hardware over sampling en el adc, lo
//cual permite una mejor resolucio en el muestreo
//Para ello hace la media entre varias muestras tomadas por la
//misma entrada analogica
//Hay 6 factores posibles: 2x, 4x, 8x, 16x, 32x, 64x.
ROM_ADCSequenceStepConfigure(ADC0_BASE, 3, 0, ADC_CTL_CH0 |
ADC_CTL_IE |
ADC_CTL_END);
// Se configura el step 0 de la secuencia 3. Canal de muestreo 0
//(ADC_CTL_CH0)
// en modo single-ended (por defecto) y configuro el flag de
//interrupcion
// (ADC_CTL_IE) para que se ponga cuando el muestreo termine. Se le
//dice a la logica del ADC
// que es el ultimo muestreo de la secuencia 3 (ADC_CTL_END).
//
ROM_ADCSequenceEnable(ADC0_BASE, 3);
//Habilitamos la secuencia de muestreo 3
ROM_ADCIntClear(ADC0_BASE, 3); //Se borran los flags de interrupcion
InitConsole();
//*****
/////TIMER/////
//*****
ROM_SysCtlPeripheralEnable(SYSCTL_PERIPH_TIMER0);
// Habilita el reloj del modulo timer0
ROM_TimerConfigure(TIMER0_BASE, TIMER_CFG_PERIODIC);
// Configura timer0 en modo periodico
ROM_TimerLoadSet(TIMER0_BASE, TIMER_A, 12000000/frecuency);
//El periodo del timer0
TimerIntRegister(TIMER0_BASE, TIMER_A, &Timer0IntHandler); // La rutina de atención
a la interrupción, es decir,
//la función que se ejecutará cada vez que el timer0 llegue al valor
//0 se llama Timer0IntHandler
ROM_TimerIntEnable(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
// Se habilita la interrupción del timer cada vez que este llegue a 0
ROM_TimerEnable(TIMER0_BASE, TIMER_A);
//Se habilita el timer A del modulo 0
//////////
////VARIABLES LOCALES USADAS EN EL MENU/////
unsigned int vol_ent=5; // Valor entero del voltaje de salida
unsigned int volmedio_ent=0;
unsigned int volmedio_dec=0;
unsigned int vol_dec=0; // Valor decimal del voltaje de salida
unsigned int Re_ent; // Valor entero de la resistencia efectiva
unsigned int Re_dec; // Valor decimal de la resistencia efectiva
float calculo=0.0f; // Valor utilizado para extraer el float
float calculomedio=0.0f;
unsigned int Pent;
unsigned int Pdec;
char a = 'b', b = 'm'; //Controlan el flujo del menu
unsigned int bucle1=0, bucle2=0, bucle3=0;

while (1){

//*****
//Si nuestro voltaje de salida esta escalado para evitar quemar el ADC,
//en nuestro caso el porcentaje es de 0.2 por lo que el valor que
// le llega a nuestro ADC es 0.2*V
//Pasamos el voltaje medido por el ADC a voltios
vol_ent= pui32ADC0Value[0]*3.3*5/4096;
volmedio_ent=vmedio*3.3*5/4096;
//Extraemos el float del valor de V
calculo= (pui32ADC0Value[0]*3.3*5/4096-vol_ent)*100;
calculomedio=(vmedio*3.3*5/4096-volmedio_ent)*100;
```



```
//*****
vol_dec=(int)calculo+1; //parte decimal del voltaje, sumamos 1 porque empieza en 0
volmedio_dec=(int)calculomedio+1;
Re_ent=(int)Re; //Parte entera de Re
Re_dec=100*(Re-(int)Re)+1; //Parte decimal de Re
////////MENU DE INTERFAZ//////////

UARTprintf("*****\n");
;
UARTprintf("PARAMETROS DEL CONVERTIDOR FLYBACK CA/CC EN MCD\n\n");

if(vol_dec<10){
    UARTprintf("Tension de salida:      Vinstantanea = %d.0%d
v\n",vol_ent,vol_dec);
    //Si la parte decimal de V es menor de dos cifras
}
else{
    UARTprintf("Tension de salida:      Vinstantanea = %d.%d v\n",vol_ent,vol_dec);
}
if(volmedio_dec<10){
    UARTprintf("Tension de salida media:      Vomedia = %d.0%d
v\n",volmedio_ent,volmedio_dec);
    //Si la parte decimal de V es menor de dos cifras
}
else{
    UARTprintf("Tension de salida media:      Vomedia = %d.%d
v\n",volmedio_ent,volmedio_dec);
}
int Ddecimal = (int)( cycle1*1000/period1);
//solo necesitamos la parte decimal porque el entero siempre es 0

P=((float)vol_ent+(float)vol_dec/100)*((float)vol_ent+(float)vol_dec/100)/R;
//calculamos el valor de la potencia a partir del voltaje
Pent=(int)P;
Pdec=(int)(P*100-Pent*100);
if(Pdec<10){
    UARTprintf("Potencia a la salida:      Po = %d.0%d v\n",Pent,Pdec);
}
else{
    UARTprintf("Potencia a la salida:      Po = %d.%d v\n",Pent,Pdec);
}
}
UARTprintf("Frecuencia:      f = %dHz\n",frequency);
UARTprintf("Ciclo de Trabajo:      D = 0.%d\n",Ddecimal);
UARTprintf("Periodo:      T = 0.00001 segundos\n",period1);
UARTprintf("Carga aplicada:      R = %d ohmios\n",R);
if(Re_dec<10){
    UARTprintf("Resistencia efectiva:      Re = %d.0%d ohmios\n",Re_ent,Re_dec);
}
else{
    UARTprintf("Resistencia efectiva:      Re = %d.%d ohmios\n",Re_ent,Re_dec);
}
}

if(lazo_cerrado==0){
    UARTprintf("Tipo de control:      Lazo abierto\n");
}
else{
    UARTprintf("Tipo de control:      Lazo cerrado\n");
}
UARTprintf("*****\n\n");
");
```



```
UARTprintf("Pulse 'a' para modificar los parametros del convertidor o cualquier otra  
tecla para actualizar el ADC \n\n");  
UARTprintf("Pulse 'b' para aumentar el valor del ciclo de trabajo en 0.02\n");  
UARTprintf("Pulse 'c' para disminuir el valor del ciclo de trabajo en 0.02\n");  
a = 'b';  
a= UARTCharGet(UART0_BASE);  
if(a == 'a'){  
//LAZO DE CONTROL//  
while(bucle2 == 0){  
  
UARTprintf("*****\n\n");  
UARTprintf("Introduce una de las siguientes letras para elegir el tipo de  
control:\n");  
UARTprintf("a) Lazo cerrado \n");  
UARTprintf("b) Lazo abierto \n");  
  
b=UARTCharGet(UART0_BASE);  
  
switch (b){  
case 'a':  
lazo_cerrado=1;  
bucle2 = 1;  
break;  
case 'b':  
lazo_cerrado=0;  
  
bucle2 = 1;  
break;  
default:  
UARTprintf("Letra incorrecta introduzca una valida\n");  
bucle2 = 0;  
break;  
}  
  
bucle2=0;  
  
/////CICLO DE TRABAJO /////  
while (bucle1 == 0){  
UARTprintf("*****\n\n");  
UARTprintf("Introduce una de las siguientes letras para elegir el valor del ciclo de  
trabajo:\n");  
UARTprintf("a) Para D = 0.1 \n");  
UARTprintf("b) Para D = 0.2\n");  
UARTprintf("c) Para D = 0.278\n");  
UARTprintf("d) Para D = 0.4\n");  
UARTprintf("e) Para D = 0.5\n");  
  
b = UARTCharGet(UART0_BASE);  
switch (b){  
case 'a':  
cycle1 = 120;  
Re=1029.438f; //Previamente hemos calculado los valores de Re  
bucle1 = 1;  
break;  
case 'b':  
cycle1 = 240;  
Re=257.35f;  
bucle1 = 1;  
break;  
case 'c':
```




```
        cycle1 = 334;
        Re=133.20f;
        bucle1 = 1;
    break;
    case 'd':
        cycle1 = 480;
        Re=64.339f;
        bucle1 = 1;
    break;
    case 'e':
        cycle1 = 600;
        Re=41.17f;
        bucle1 = 1;
    break;
    default:
        UARTprintf("Letra incorrecta introduzca una valida\n");
        bucle1 = 0;
    break;
}

bucle1=0;

//VARIACIONES DE CARGA//
while(bucle3 == 0){

    UARTprintf("*****\n\n");
    UARTprintf("Introduce una de las siguientes letras para informar al sistema de la carga  
aplicada R:\n");
    UARTprintf("a) R = 5  ohmios \n");
    UARTprintf("b) R = 6  ohmios \n");
    UARTprintf("c) R = 10 ohmios \n");

    b=UARTCharGet(UART0_BASE);

    switch (b){
        case 'a':
            R=5;//carga mínima aplicada
            bucle3 = 1;
            break;
        case 'b':
            R=6;
            bucle3 = 1;
            break;
        case 'c':
            R=10;
            bucle3 = 1;
            break;
        default:
            UARTprintf("Letra incorrecta introduzca una valida\n");
            bucle3 = 0;
            break;
    }

    bucle3=0;

}

if(a == 'b'){
    cycle1=cycle1+24;
}
```



```

        if(a == 'c'){
            cycle1=cycle1-24;
        }
    ///ACTUALIZAMOS LA PWM///
    ROM_PWMGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, period1);
    ///Set Period of PWM0
    ROM_PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_0, cycle1);

    /// Habilito las PWM0 Bit 0 (PF0) y Bit 1 (PF1) señales de
    /// salida.
    ///
    ROM_PWMOutputState(PWM0_BASE, PWM_OUT_1_BIT | PWM_OUT_0_BIT, true);
    ROM_PWMGenEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_0);
    Re=10294380/(Ddecimal*Ddecimal);///Se corrige el valor de Re cada vez que actualizamos
    al igual que el ciclo de trabajo
    UARTprintf("*****\n")
;

}
}

//*****
void Timer0IntHandler()
{
    ///ADC///
    ROM_ADCProcessorTrigger(ADC0_BASE, 3);
    ///Disparo la conversion ADC
    while(!ROM_ADCIntStatus(ADC0_BASE, 3, false))
    ///Espero a que la conversion este completa
    {
    }
    ROM_ADCSequenceDataGet(ADC0_BASE, 3, pui32ADC0Value);
    ///Leo el valor del ADC
    if(lazo_cerrado == 1){
    ///Variables locales de la funcion en diferencias necesitadas para el control//
    static float x_0 = 0, x_1=0, y_1=0,y_0=0, v_0=0,sumatorio=0;
    static int i=0;
    ///*****LEER ADC*****/
    y_1 = y_0;
    x_1 = x_0;
    v_0 = pui32ADC0Value[0];

    ///Igualo v_0 a el valor del ADC
    x_0=(v_ref-v_0);
    ///Lo comparo con el valor deseado (v_ref)
    ///**CALCULAR EC. EN DIFERENCIAS**//
    y_0 = y_1 + 0.00001076*x_0 + 0.00001076*x_1 ;

        if(cycle1>660){ ///Pasamos de valores de adc a valores reales
            cycle1 = 660; ///ponemos D=0.6 porque no queremos sobrepasar este valor
        }
        else if(cycle1<120){
            cycle1= 120; }///ponemos D=0.1 porque no queremos menos ciclo de trabajo
        else{
            cycle1=cycle1+y_0*1200;
        }
    }
    ///CONTAMOS i
    if(i == 100){
        vmedio=sumatorio/100;
        sumatorio=0;
        i=0;
    }
    else{

```



```
i=i+1;
sumatorio=sumatorio+pui32ADC0Value[0];
}

//ACTUALIZAMOS LOS VALORES AL PWM
ROM_PWMGenPeriodSet(PWM0_BASE, PWM_GEN_0, period1);
//Set Period of PWM0
ROM_PWMPulseWidthSet(PWM0_BASE, PWM_OUT_0, cycle1);

//
// Habilito las PWM0 Bit 0 (PF0) y Bit 1 (PF1) señales de salida.
//
ROM_PWMOutputState(PWM0_BASE, PWM_OUT_1_BIT | PWM_OUT_0_BIT, true);
ROM_PWMGenEnable(PWM0_BASE, PWM_GEN_0);

}
else{
    static int j=0;
    static float sumatorio2=0;
    //CONTAMOS i

    if(j == 100){
        vmedio=sumatorio2/100;
        j=0;
        sumatorio2=0;
    }
    else{
        j=j+1;
        sumatorio2=sumatorio2+pui32ADC0Value[0];
    }
}

////////////////////////////////////
ROM_ADCIntClear(ADC0_BASE, 3);
// Borro el flag de interrupcion del ADC
ROM_TimerIntClear(TIMER0_BASE, TIMER_TIMA_TIMEOUT);
//Borro el flag de interrupcion del timer
}
```



17 Bibliografía

1 Referencias:

[1] *Design of a Simple High-Power-Factor Rectifier Based on the Flyback Converter*. Robert Erickson and Michael Madigan. 1990. University of Colorado. (Último acceso: 19 Enero 2017)

[2] UCC28704 High-Efficiency Off-Line CV and CC Flyback Controller with Primary-Side Regulation (PSR). Texas Instruments. Datasheet. (Último acceso: 24 Noviembre 2016).

[3] UCx854 High-Power Factor Preregulator. Texas Instruments. Datasheet. (Último acceso: 24 Noviembre 2016).

[4] Flyback SMPS Using a Microcontroller as Control Unit AN2122. Microchip. Datasheet. (Último acceso: 24 Noviembre 2016).

[5] EK-TM4C1294XL. Texas Instruments. <http://www.ti.com/tool/ek-tm4c1294xl> . (Último acceso: 28 Enero 2017).

[6] *Fundamentals of Power Electronics*. Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic. University of Colorado, Boulder. <http://ecee.colorado.edu/copec/book/slides/slidedir.html> (Último acceso: 8 Enero 2017).

[7] BOE, 2016. Resolución de 5 de abril de 2016, de la Secretaría de Estado de Energía, por la que se aprueba el procedimiento de operación del sistema eléctrico 1.1 «*Criterios de funcionamiento y seguridad para la operación del sistema eléctrico*».

<https://www.boe.es/boe/dias/2016/04/06/pdfs/BOE-A-2016-3275.pdf>

(Último acceso: 28 Noviembre 2016).

[8] EN 61000–3–2:2006+A1+A2 Electromagnetic compatibility (EMC) Limits for harmonic current emissions.

<http://www.rfemcdevelopment.eu/index.php/en/emc-emi-standards/en-61000-3-2-2006-a1-a2>

(Último acceso: 28 Noviembre 2016).

[9] BOE, 1997. Real Decreto 2019/1997, de 26 de diciembre, por el que se organiza y regula el mercado de producción de energía eléctrica.

<https://www.boe.es/buscar/pdf/1997/BOE-A-1997-27817-consolidado.pdf>

(Último acceso: 28 Noviembre 2016).

[10] BOE, 1995. LEY 31/1995. de 8 de noviembre, de Prevención de Riesgos Laborales.

<https://www.boe.es/boe/dias/1995/11/10/pdfs/A32590-32611.pdf> (Último acceso: 28 Noviembre 2016).



[11] BOE 1997. REAL DECRETO 773/1997. de 30 de mayo. *Sobre disposiciones mínimas de seguridad y salud relativas a la utilización por 105 trabajadores de equipos de protección individual.*

<https://www.boe.es/boe/dias/1997/06/12/pdfs/A18000-18017.pdf> (Último acceso: 28 Noviembre 2016).

[12] Normativa de seguridad en los laboratorios de la universidad. UC3M
http://portal.uc3m.es/portal/page/portal/laboratorios/prevencion_riesgos_laborales/manual/instalaciones_generales_laboratorio (Último acceso: 28 Noviembre 2016).

[13] Zumel , P., 2015. *Documentación de la asignatura de Electrónica de Potencia 2015/2016*, Madrid: UC3M. (Último acceso: 11 Febrero 2017).

[14] *Corrección activa del Factor de Potencia empleando el convertidor flyback*. Azucena Leal Ramírez. Acatlima, Huajuapán de León, Oaxaca.1998. (28 Diciembre 2016).

[15] *Lazos de control*. ocw.uc3m.es (Último acceso: 10 Enero 2017)

[16] Logic-Input CMOS Quad Drivers TC4467/TC4468/TC4469. Microchip.Datasheet. (Último acceso: 21 Diciembre 2016).

[17] Materials/Power conversión. Ferroxcube.

<http://www.ferroxcube.com/FerroxcubeCorporateReception/material/action.do?action=gotoPage&pageType=en&pageName=material-3> (Último acceso: 3 Febrero 2017).

[18] *Desarrollo del Sistema de Control de Convertidores de Potencia CC/CC Full Bridge para plataforma para prácticas de electrónica de potencia*. Carlos Salto Isla.2016.UC3M. (Último acceso: 2 Febrero 2017).

[19] *Diseño del lazo de control en modo tensión de un convertidor CC-CC comercial*. Nadeem Nashashibi Cueto.2011.UC3M (Último acceso: 10 Enero 2017).

2 Vídeos de interés:

[20] *Vídeo del montaje del convertidor CA/CC Flyback*. Mario Plaza Díaz. 2017
<https://www.youtube.com/watch?v=Ly-4QKugRE4>

[21] *Vídeo demostrativo y validación experimental* .Mario Plaza Díaz. 2017
<https://www.youtube.com/watch?v=Ni1H9upwzvs>

[22] *HF Power Inductor Design*.Sam Ben-Yaakov
<https://www.youtube.com/watch?v=6Mi8QDD71vE&feature=youtu.be>

[23] *Flyback converter*. Sam Ben-Yaakov
<https://www.youtube.com/watch?v=OXibsOzjipw>



[24] *Design of Flyback magnetics: The Ap approach.* Sam Ben-Yaakov

https://www.youtube.com/watch?v=Y0WWj2dO_h8

[25] *How to perform an AC sweep with PSIM.*

https://www.youtube.com/watch?v=nbFo-NMeY_w

[26] *PID con Sisotool y simulink.* Julian David

https://www.youtube.com/watch?v=a_oK3u6S48I